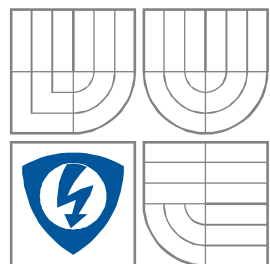


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNologiÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NUMERICKÁ ANALÝZA VLIVU ELEKTROMAGNETICKÝCH POLÍ NA MALÁ LETADLA

NUMERICAL ANALYSIS OF INFLUENCE OF ELECTROMAGNETIC FIELDS ON SMALL
AIRPLANES

DIZERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. ZDENĚK ŘEZNÍČEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Prof. Dr. Ing. ZBYNĚK RAIDA

BRNO, 2013

Abstrakt

Tato disertace se zabývá numerickou analýzou vlivu elektromagnetických polí na malá letadla s kompozitními částmi, a to z hlediska jejího možného inovativního využití jako jedné z cest posouzení inherentní ochrany letounu proti nepřímým účinkům vnějšího elektromagnetického prostředí ve všech jeho vývojových fázích. Je zaměřena na postupy vytváření geometricky a materiálově složitých modelů pro simulační výpočty v časové i frekvenční oblasti, vlastní provádění těchto simulací a porovnávání výsledků výpočtů vnitřního elektromagnetického prostředí s výsledky provedených experimentálních testů. Dosažené výsledky byly ověřeny na zjednodušeném referenčním modelu trupu letounu a dvou prototypových verzích letadel VUT100 a EV-55 společnosti Evektor, spol. s r.o.

Klíčová slova

Numerická analýza, elektromagnetická kompatibilita, HIRF, malá letadla, experimentální měření, simulační model, příprava modelu.

Abstract

This thesis deals with numerical analyses of electromagnetic fields on small aircraft with composite parts as an innovative way for assessment of their inherent protection against electromagnetic effects of outside environment in all development stages. It is concentrated for procedures of creation of geometrically and materially complex models for simulating calculations in the time as well as frequency domains, execution of the simulations itself and comparisons of results between the internal electromagnetic calculations and executed experimental tests. Achieved results were verified on a simplified reference model of aircraft's fuselage and two aircraft prototypes VUT100 and EV-55 of the company Evektor, spol. s r. o.

Keywords

Numerical analysis, electromagnetic compatibility, HIRF, small aircraft, experimental tests, simulation model, digital mock-up preparation.

Poděkování

Děkuji vedoucímu dizertační práce Prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při řešení mé dizertační práce. Poděkování patří i mému zaměstnavateli, firmě Evektor, spol s r.o., za příležitost pracovat na této dizertační práci při mém pracovním úvazku a poskytnutí všech k řešení nezbytných prostředků. Obzvláště bych chtěl poděkovat panu Ing. Pavlu Tobolovi CSc. za jeho neocenitelné praktické rady z oblasti certifikace letadel a systematickou expertní podporu, kolegům Luboši Bojkovi, Ing. Marku Gořalíkovi, Ing. Davidu Krutílkovi, Patriku Němečkovi a Liboru Svitákovi za pomoc s přípravou modelů letadel a všem mým dalším kolegům, se kterými jsem měl tu radost během řešení spolupracovat.

V neposlední řadě bych rád poděkoval celé mé rodině za pevné nervy a neutuchající podporu v průběhu studia a zejména mé přítelkyni Veronice Machové za její pochopení a veškerou pomoc s konečnými úpravami této práce.

Práce vznikla za podpory evropského výzkumného programu FP7 pod grantovým číslem 205294 (projekt HIRF-SE) a programu MPO/FT pod identifikačním kódem FT-TA4/043 (ARTEMIS). Zvláštní díky patří společnostem EMCCons GmbH Dr. RAŠEK, CST - Computer Simulation Technology AG and Technical University Hamburg-Harburg za pomoc během řešení projektu HIRF-SE.

Acknowledgement

Foremost, I would like to express my sincere gratitude to my advisor Prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida for his methodical, pedagogic and scientific support during my Ph.D studies as well as other valuable guidance when processing my thesis. This thesis would not have been possible without the help of my employer – Evektor, spol. s r.o., that provided me the opportunity to participate on its research tasks and use all the necessary resources for the successful finishing of the jobs. I would like to thank especially to Ing. Pavel Tobola, CSc. for his valuable practical experience in the field of aircraft design and certifications as well as systematic navigation to approach the research to practical requirements. Many thanks are addressed to my colleagues Lubomír Bojko, Ing. Marek Gořalík, Ing. David Krutílek, Patrik Němeček and Libor Sviták for their help with aircraft model preparations and to all other colleagues, who contributed by valuable advice or assistance. I have enjoyed a smooth cooperation in such powerful team of enthusiastic people.

Last but not least, I want to express thanks to my family for their patience and continuous support during the progression of my studies. Special thanks are to be expressed to my partner Veronika Machová for her comprehension and all the help with the final layout of this thesis.

This work was financially supported by European Community within its Seventh Framework Program (HIRF-SE project - grant agreement 205294) and Ministry of Industry and Trade of the Czech Republic within its FT-TANDEM program (ARTEMIS - identification number FT-TA4/043). Special thanks are expressed to EMCCons Dr. Rašek GmbH for their experimental support and CST - Computer Simulation Technology AG (its research department in Darmstadt) and Technical University Hamburg-Harburg for their valuable software assistance during the participation in the HIRF-SE project.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou disertační práci na téma Numerická analýza vlivu elektromagnetických polí na malá letadla jsem vypracoval samostatně pod vedením školitele a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené disertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této disertační práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 28. listopadu 2013 _____ autor práce

Bibliografická citace

ŘEZNÍČEK, Z. *Numerická analýza vlivu elektromagnetických polí na malá letadla*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 286 s, 20 příloh. Vedoucí dizertační práce prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.

Seznam zkratek

- AHRS - referenční systém letové polohy
- ADMi / ADMc - amplitudové měřítko rozdílu porovnávaných dat (i - point-to-pont, c - hustota pravděpodobnosti)
- ARTEMIS - projekt MPO/FT
- BEM - metoda hraničních prvků
- BLT - metoda pro výpočet přenosových vedení (Baum - Liu - Teshe)
- CAD - počítačem podporovaný design / obecná forma vyjádření konstrukčních geometrických dat
- CEM - výpočty chování elektromagnetického pole (Computational Electromagnetics)
- CFC - uhlíkový kompozit / materiál (Carbon Fibre Composite)
- CFIE - kombinované integrální rovnice
- CFIE-EFIE - hybridní metoda založená na kombinaci EFIE a CFIE
- CRIPTE - simulační software (metoda přenosových vedení; produkt ONERA)
- CFL - pravidlo / kritérium pro časový a prostorový krok výpočtu (Courant Friedrichs Lewy podmínka)
- CONCEPT II - simulační software (MoM)
- CST, CST MWS - simulační software (FIT, ..)
- DDM - technika na principu rozdělení výpočetního prostoru
- EMC - elektromagnetická kompatibilita
- EV55 - malý dopravní dvouvrtulový letoun (majitel: Evektor, spol. s r.o.)
- FDTD - metoda konečných diferencí v časové oblasti
- FEM - metoda konečných prvků
- FETD - metoda konečných prvků v časové oblasti
- EFIE - integrální rovnice elektrického pole
- FDMi / FDMc - měřítko charakteru (příznaků) rozdílu porovnávaných dat (i - point-to-pont, c - hustota pravděpodobnosti)
- FIT - metoda konečných integrací v časové oblasti (Finite Integration Technique)
- FSV - softwarový nástroj pro objektivní validaci dat (Feature Selective Validation)
- GDMi / GDMc - globální měřítko rozdílu porovnávaných dat (i - point-to-pont, c - hustota pravděpodobnosti)
- GFC - sklolaminátový kompozit / materiál (Glass Fibre Composite)
- GTD - metoda výpočtu elektromagnetického pole založená na obecné teorii difrakcí
- HEMP - vysoce nabitý, stoupající elektromagnetický puls (High-altitude EMP)
- HIRF - elektromagnetické pole o vysoké intenzitě (High Intensity Radiated Field)
- HIRF-SE - evropský výzkumný projekt FP7

IELF - validační algoritmus pro porovnání dat (Integrated Error against Logarithmic Frequency)

LAPLACE - modul pro výpočet L a C parametrů přenosového vedení

LLC - měřicí metoda (Low Level Coupling)

LLDD - měřicí metoda (Low Level Direct Drive)

LLSC - měřicí metoda (Low Level Swept Coupling)

LLSF - měřicí metoda (Low Level Swept Field)

MFIE - integrální rovnice magnetického pole

MoM - metoda momentů

NEMP - nukleární elektromagnetický puls (Nuclear EMP)

OATS - měřicí pracoviště na otevřeném prostranství

ONERA - vojenský výzkumný letecký ústav - Francie (Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales)

PAM-CEM, PAM-CEM/FD - simulační software (FDTD)

PBA - konformní technika popisu diskretizované buňky (CST)

PEC - ideálně vodivý materiál (Perfect Electric Conductor)

PED - osobní přenosná elektronická zařízení (Personal Electronic Devices)

PML - okrajová podmínka výpočetního prostoru (Perfectly Matched Layer)

PO - metoda výpočtu elektromagnetického pole založená na fyzikální optice

POE - oblast vniku elektromagnetického pole do uvažovaného prostoru

PWB - Power-Balance metoda (stochastická metoda výpočtu em. pole)

SIBC - metoda popisu tenkých ztrátových vrstev

TCS - tenká vodivá vrstva (Thin Conductive Sheet)

TLM - metoda přenosových vedení

TLN - přenosové vedení (Transmission Line Network)

UTB - Univerzita Tomáše Baťi ve Zlíně

VTÚPV - Vojenský technický ústav pozemního vojska

VUT100 - malý sportovní pětimístný letounu (majitel: Evektor, spol. s r.o.)

Seznam symbolů

AF - anténní faktor

B - magnetická indukce

\underline{b} - magnetický tok (reference: buňka - FIT metoda)

C - kapacita

c - rychlost světla ve volném prostoru (vakuu)

$tg\delta$ - ztrátový úhel

E - intenzita elektrického pole

EFS - stínící účinnost elektrického pole

E_{kal} E_{norm} - normalizovaná / kalibrovaná úroveň intenzity elektrického pole

E_{meas} - měřená úroveň intenzity elektrického pole

E_{ref} - referenční úroveň intenzity elektrického pole

\underline{e} - elektrické napětí (reference: buňka - FIT metoda)

ε - permitivita

ε_{ef} - efektivní permitivita

ε_r - relativní permitivita

f - frekvence

σ , G - vodivost

H - intenzita magnetického pole

I - proud

J - proudová hustota (elektrická)

K - kalibrační data / konstanta

L - indukčnost

Δl - délkový úsek / rozměr buňky sítě

λ - vlnová délka

λ_{max} - vlnová délka vztažená k maximální frekvenci prováděného výpočtu

MFS - stínící účinnost magnetického pole

μ - permeabilita

μ_r - relativní permeabilita

NSA - normalizovaný útlum měřicího pracoviště

P_{meas} - měřený výkon budicího zdroje

P_{IW} - budicí zdroj o výkonu 1 W

R - odpor

$RSEE$ - poměr uchované elektrické energie

r - poloměr, délková vzdálenost

SA - útlum měřicího pracoviště

SE - stínící účinnost

t - tloušťka (elementu, dané partie modelu, substrátu - kompozitu)

U - napětí

ω - úhlová frekvence

Z - impedance

Obsah

Obsah	8
1 Úvod	10
1.1 Úvod do problematiky	10
1.2 Rozbor aktuálních problémů s využitím simulací při analýze letadel z pohledu EMC	13
1.2.1 Simulační metody pro analýzu vlivu elektromagnetického pole na letadlo a jejich využití z pohledu EMC	14
1.2.2 Problematika přípravy komplexních simulačních modelů letadla	19
1.3 Cíle disertační práce	22
2 Příprava modelu letounu a analýza vlivu jeho dílčích konstrukčních částí	24
2.1 Příprava simulačních modelů pro numerickou analýzu	24
2.2 Příprava simulačních modelů letounu VUT100	27
2.2.1 Modulární rozdělení geometrie draku	27
2.2.2 Příprava kompozitních náhrad pro simulace v prostředí CST MWS a PAM-CEM	29
2.2.3 Přehled simulačních úloh pro analýzu vybraných prvků konstrukce letounu v CST-MWS a PAM-CEM	30
2.3 Analýza vlivu vybraných prvků simulačního modelu VUT100 na chování elektromagnetického pole v jeho vnitřním prostředí	32
2.3.1 Analýza vlivu navržených kompozitních náhrad	33
2.3.2 Analýza vlivu nesymetrie modelu, pozice zdroje záření a vnitřního prostoru trupu modelu	39
2.3.3 Analýza vlivu křidel letounu	42
2.3.4 Analýza vlivu podvozku letounu	44
2.3.5 Analýza vlivu vnitřní zástavby letounu	49
2.4 Shrnutí kapitoly	54
3 Porovnání simulací s běžnými orientačními měřeními	59
3.1 Porovnání simulací s měřeními na letadle VUT100	59
3.1.1 Popis měření a simulačních modelů	61
3.1.2 Porovnání výsledků simulací s měřeními	63
3.1.2.1 Vliv "reálné" zemní roviny na rozdíly mezi simulacemi a měřením	64
3.1.2.2 Vliv „ideální“ zemní roviny na buzení modelu a obecný popis chování vazebních cest analyzovaného systému	72
3.1.2.3 Analýza výsledků simulací a jejich porovnání s měřením	91
3.1.3 Zhodnocení porovnání	103
3.2 Simulace a měření referenčního modelu trupu letounu	105
3.2.1 Měření referenčního modelu	107
3.2.2 Zpracování naměřených dat referenčního modelu	109
3.2.3 Simulace referenčního modelu	114
3.2.4 Analýza dosažených výsledků a jejich porovnání s výsledky měření	127
3.3 Shrnutí kapitoly	134
4 Porovnání simulací a certifikačních měření na letadlech VUT100 a EV55	138
4.1 Analýza výsledků certifikačních měření a simulací na letounu VUT100	140
4.1.1 Teoretický rozbor a popis měření provedených na letounu VUT100	140
4.1.2 Simulační analýza letounu VUT100	146
4.1.2.1 Problémy a omezení spjatá s popisem realizovaných testů na letounu VUT100	146
4.1.2.2 Základní popis vytvořených simulačních úloh letounu VUT100	150
4.1.2.3 Ilustrační výsledky simulací letounu VUT100	154
4.1.3 Celkové zhodnocení dosažených výsledků na letounu VUT100	161
4.2 Analýza výsledků certifikačních měření a simulací na letounu EV55	167
4.2.1 Popis měření letounu EV55	168
4.2.2 Simulační analýza letounu EV 55	173
4.2.2.1 Problémy a omezení spjatá s popisem realizovaných testů na letounu EV55	173
4.2.2.2 Základní popis vytvořených simulačních úloh letounu EV55	176
4.2.2.3 Ilustrační výsledky simulací letounu EV55	180
4.2.3 Celkové zhodnocení dosažených výsledků na letounu EV55	187
4.3 Celkové shrnutí provedených analýz na letounech VUT 100 a EV 55	199
5 Závěr	201

1	Příloha č. 1 Úrovně elektrické intenzity pole změřené UTB Zlín	227
2	Příloha č. 2 Úrovně elektrické intenzity zjištěné pomocí CST MWS	231
3	Příloha č. 3 Porovnání modelů simulovaných CST MWS	238
4	Příloha č. 4 Porovnání výsledků simulovaných v CST MWS a PAM-CEM (vliv země simulačního modelu)	241
5	Příloha č. 5 Porovnání výsledků měřených a simulovaných výsledků pomocí FSV a IELF	244
6	Příloha č. 6 Odvození vztahu mezi měřenou intenzitou el. pole a detekovanou úrovní na vstupu D-dot senzoru	245
7	Příloha č. 7 Kalibrace měřicích sond CT-1 a HP 10071A provedené VTÚPV Vyškov	247
8	Příloha č. 8 Nastavení referenčního modelu pro simulace	248
9	Příloha č. 9 Porovnání průběhů intenzit polí referenčních modelů A, B, C a měření VTÚPV	250
10	Příloha č. 10 Porovnání průběhů U a I analyzované kabeláže	254
11	Příloha č. 11 Porovnání vybraných průběhů U a I analyzované kabeláže s měřeními	256
12	Příloha č. 12 Analýza koncepce zrcadlení	259
13	Příloha č. 13 Rozměry letounu VUT100	265
14	Příloha č. 14 Rozměry letounu EV55	266
15	Příloha č. 15 VUT100 LLDD test	267
16	Příloha č. 16 Měření a simulace na letounu VUT100 (LLDD, LLSF, LLSF)	268
17	Příloha č. 17 Měření a simulace na letounu EV55 (LLDD, LLSC, LLSF)	270
18	Příloha č. 18 Přehled variant simulačních modelů EV55 pro COCNEPT II (EFIE, MLFMA)	272
19	Příloha č. 19 Dodatkové ilustrační výsledky simulací letounu VUT100	274
20	Příloha č. 20 Dodatkové ilustrační výsledky simulací letounu EV55	278

1 Úvod

1.1 Úvod do problematiky

Tato disertační práce se zabývá jednou z relativně moderních možností, jak lze analyzovat elektromagnetické prostředí, v němž se nacházejí elektrické a elektronické systémy na palubách letadel, potažmo i jiných dopravních prostředků, a to za účelem zajištění jejich co nejlepší ochrany proti negativním vlivům silných elektromagnetických polí (HIRF) a spolehlivé funkce. Základní motivací je zde především snaha o přispění novými poznatky k probíhající diskuzi nad touto stále se rozvíjející problematikou, která již v oblasti bezpečného provozu letadel rezonuje prakticky více jak osmdesát let.

Vůbec první zmínky o řešení problémů spojených s elektromagnetickou kompatibilitou v leteckém průmyslu lze z dostupných pramenů vysledovat až do roku 1932, kdy se poprvé objevila publikace, jež popisovala potlačení rušivého vlivu motorů na provoz komunikačních a navigačních systémů letounu Vickers Vildebeest Mark 1 [1]. Od té doby byla problematika EMC u letadel po dalších třicet let zaměřena spíše do oblasti jejich ochrany před přímými účinky bleskových výbojů a nežádoucími interakcemi mezi palubními systémy, zatímco jejich citlivost na možné nepřímé účinky vnějších silných elektromagnetických polí byla opomíjena.

Počátky prvních změn v tomto trendu lze zaznamenat až v šedesátých letech, kdy se do elektronických systémů letadel začaly zavádět obvodové prvky obsahující polovodičové součástky, a objevovat také první úvahy o možném vojenském využití rušivých účinků těchto polí (NEMP, HEMP) proti dopravním a obranným prostředkům, [2], [3], [4]. Navzdory těmto tendencím byla drtivá většina využívaných elektronických systémů letounů stále testována jen laboratorně, tedy mimo fyzickou konstrukci letadla, a to především z důvodu nedostatku potřebného přístrojového vybavení a vhodných prostor, které by byly nezbytně nutné pro komplexní ověření jejich spolehlivosti v reálné zástavbě.

Zásadní změnu pohledu v praktikovaných metodách ověřování možných problémů s ochranou elektronických systémů letounů před vnějšími zdroji rušení je možné přičíst na vrub až známému incidentu na letadlové lodi USS Forrestal z roku 1967, kdy její palubní radar zapříčinil samovolnou aktivaci jedné z odjištěných raket na jednom z letounů, který se na její vzletové palubě připravoval k odletu. Tato náhodně odpálená raketa následně zasáhla naproti stojící stroj a jeho exploze způsobila dva dny trvající požár a smrt více jak 130 členů posádky této lodi [5]. Tento incident posléze v sedmdesátých a osmdesátých letech vedl k důkladnému přehodnocení zavedených přístupů řešení problematiky spojené s elektromagnetickou odolností letadel, což vyústilo i ve vydání prvních všeobecně uznávaných doporučení, jež v sobě obsahovaly jak specifikace úrovní vnějších elektromagnetických polí, kterým má letoun dokázat čelit během svého provozu, tak i postupy, které by měly být pro ověření těchto jeho schopností použity: DO-160A[6].

S postupem času, ruku v ruce s rostoucími požadavky na spolehlivost elektronických systémů na palubách letounů a novými poznatky v oblasti EMC letadel, se tato doporučení vyvinula až do dnešní podoby (viz DO-160G, ED-79A, ED-107A, aj.). Smutnou skutečností ovšem zůstává, že i přes všechny tyto snahy vždy existovaly případy různých běžně provozovaných letadel, kde bylo prokázáno, že jejich ochrana nebyla v určitých kritických situacích natolik dostatečná, aby u nich zabránila vzniku závažných a život ohrožujících letových problémů, či dokonce havár (viz [5], [7], [8], [9], [10]).

Pokud bychom tyto případy blíže prostudovali, zjistili bychom, že jejich hlavní příčiny prakticky vždy spadají alespoň do jedné z níže uvedených skupin:

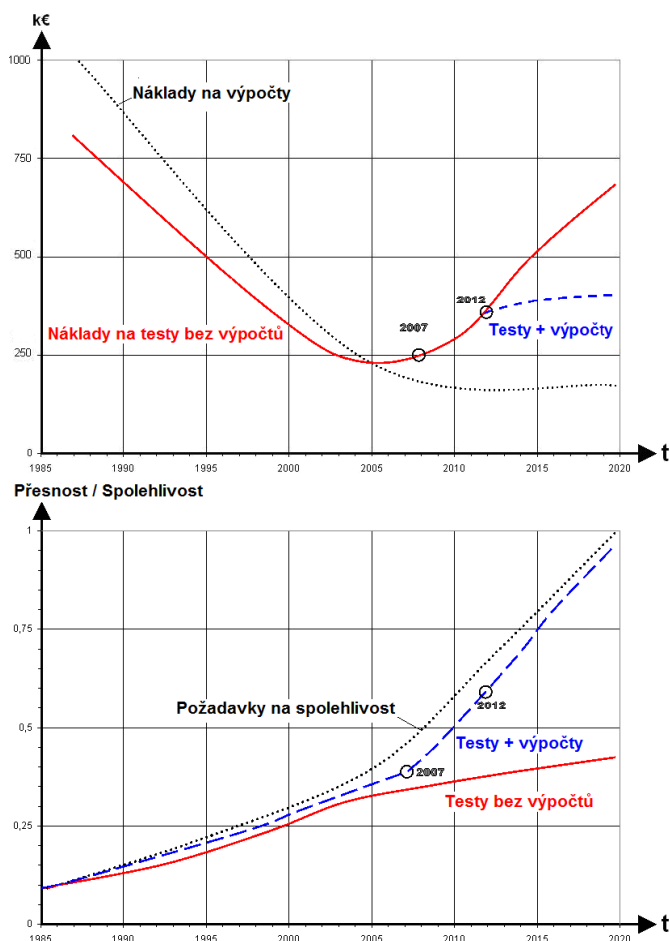
- Problémy zapříčiněné nedostatečným zohledněním vlivu moderní elektroniky na definované chování letadla, a to jak z pohledu jejího trvalého rozšiřování do oblasti řízení kritických funkcí letounu (autopilot, ovládání podvozku, sensorika, komunikace, navigace, apod.), tak i dnes stále častěji skloňované problematiky spojené s mobilními elektronickými zařízeními (PED) na jeho palubě [10], [11], [12], [13].
- Problémy s dostatečným zohledněním nových vysoce výkonných zdrojů elektromagnetických polí a jejich rozšiřujícímu se zastoupení v celém využívaném frekvenčním spektru (pozemními radiokomunikační vysíláče, radarové stanice apod.; Tyto problémy souvisí především s možným poddimenzováním ochrany letounů staršího data výroby) [14], [15], [16], [17]).
- Praktické problémy spojené s obecně platnými metodami pro ověřování způsobilosti letounů definované operovat v elektromagnetickém prostředí, v němž se může během svého provozu nacházet [1], [18].¹

Nejvýznamnějším společným jmenovatelem všech výše uvedených rizik spojených s danou problematikou jsou omezené možnosti, které máme k dispozici jak při návrhu ochrany letounu před rušivými účinky elektromagnetických polí během jeho provozu, tak i při jejím finálním ověření pomocí testových měření (například skrze tzv. "bench" a "rig" testy jeho dílčích systémů, či komplexní před-certifikační a certifikační testy celého letadla). Hranice těchto možností spočívají především v kompromisních řešeních, jež je nutné v této oblasti udělat, a to nejenom z důvodu s časem stále narůstající citlivosti a komplexnosti veškerých elektronických systémů v letadlech, ale i kvůli trvale rostoucím nárokům na prokázání věrohodnosti a přesnosti jejich zjištěného chování skrze tyto testy.

Potvrzení těchto skutečností je možné dobře pozorovat na grafickém znázornění předpokládaného vývoje vynaložených nákladů a požadavků na věrohodnost EMC testů vyvíjeného letounu s postupem času, které je uvedeno Graf 1.1 a bylo do této práce převzato z [30]. Mimo deklarovanou snahu o dosažení co největší možné spolehlivosti vyvíjeného stroje a výrazně navýšené šance na bezproblémové absolvování jeho finálních certifikačních zkoušek, je pak přirozeně i efektivní využití vynakládaných prostředků jednou z hlavních motivací, proč stále nalézat nové a efektivnější způsoby

¹ Ačkoliv se tyto metody postupem času vyvíjejí a snaží se do sebe zahrnout co nejvíce z moderních trendů v letectví, ne vždy je jejich adaptace natolik rychlá, aby okamžitě dokázala obsáhnout veškerá úskalí, která s těmito novými přístupy mohou souviset. Tato skutečnost pak přirozeně zvyšuje riziko možného výskytu nečekaných problémů, které mohou za specifických podmínek zapříčinit i nebezpečné situace, jež nebyly při vývoji daného letounu dostatečně zváženy.

jak tyto hranice co nejvíce rozšířit, obdobně jako v jiných technických odvětvích, například v aerodynamice, akustice, termodynamice, či pevnostních a deformačních testech.



Graf 1.1 Časový vývoj požadavků na ověření elektromagnetické kompatibility u vyvíjených produktů v leteckém průmyslu (horní: vývoj celkových nákladů na testování; dolní: požadavky na hodnověrnost získaných dat)[30].

Jedny z nejperspektivnějších způsobů, jak řešit nastíněné problémy s dostatečně přesným a finančně zvládnutelným vyhodnocením chování takto komplexních systémů, zde představují numerické analýzy (viz Graf 1.1).

Úvahy o jejich možném využití ke zjištění interakce elektromagnetického pole s letadlem a jeho elektronickými systémy lze datovat až do sedmdesátých let minulého století (viz [2], [20], [19]). V té době ovšem byla reálná využitelnost tohoto druhu analýz velmi silně limitována především samotnými technickými možnostmi tehdejších výpočetních prostředků, což přirozeně umožňovalo jejich aplikaci pouze v okruhu elementárních a výpočetně nenáročných problémů [20], [21]. Tento trend se začal díky pokroku v oblasti výpočetních technologií výrazněji měnit až v poslední dekádě a umožnil tak posunutí hranic možností jejich aplikace natolik, abychom je mohli relativně snadno využít i v případě analýzy chování testovaného letounu, či jiného dopravního prostředku, v celé jeho komplexní podobě [23], [24].

Virtuální analýzy takto geometricky a materiálově složitých modelů mají ovšem i svá úskalí, která mohou vyvolat celou řadu obtíží, zejména pak během úvodních pokusů o jejich využití a integraci do vývojového procesu ochrany letadla, kdy ještě nemáme dostatečnou představu o všech možných rizicích, které s nimi mohou být spojeny

(zejména pak z hlediska reálných možností svázaných s vypovídací hodnotou jimi dosažených výsledků).

Potíže tohoto druhu byly například intenzivně diskutovány v rámci tematicky blízkého projektu GEMCAR, který vyšel z příbuzných potřeb automobilového průmyslu [25]. Ačkoliv výsledky tohoto projektu jasně poukázaly na nesporné výhody použití numerických analýz během vývoje automobilu, byly tyto jejich kvality prokázány pouze na relativně jednoduchých simulačních modelech,² navzdory původní snaze o jejich aplikaci na jeho finální konstrukci v celé její komplexnosti [26], [27], [28]

V oblasti leteckého průmyslu se řešením této problematiky blíže zabývaly výzkumné a vývojové projekty ARTEMIS (Analytical Research of Threats in ElectroMagnetically Integrated Systems; 2007 - 2010) a HIRF-SE (High Intensity Radiated Field - Synthetic Environment; 2008 - 2013) jichž jsem byl po dobu jejich trvání aktivním řešitelem, a které byly svým tematickým zaměřením úzce spjaté s hlavními cíli této disertační práce. [29], [30]. Z tohoto pohledu lze tedy tuto práci definovat i jako určité shrnutí všech mých nabytých zkušeností, jež jsem v dané oblasti během jejich řešení načerpal.

1.2 Rozbor aktuálních problémů s využitím simulací při analýze letadel z pohledu EMC

Jak již bylo řečeno v úvodní části této kapitoly, numerické analýzy vlivu elektromagnetického pole na letoun a jeho systémy v dnešní době představují jednu z rychle se rozvíjejících metod ke studiu chování letadel za situací, které mohou nastat během jejich provozu. To může mít neocenitelný význam nejenom při samotném vývoji letadla, ale i během příprav a vyhodnocování na něm prováděných testových měření, [31], [32], [33]. Navzdory těmto pozitivům zde ovšem musíme čelit i určitým úskalím, které jsou s využitím simulací v této oblasti neoddelitelně spojeny a mohou zásadním způsobem ovlivnit jimi dosažené výsledky [34]. Cílem této podkapitoly je především blíže osvětlit problematiku týkající se těchto obtíží, a připravit tak čtenáře na konkrétnější diskuzi nad těmito problémy, které budou následovat v dalších částech této disertační práce.

Největší nebezpečí spojená se simulacemi vlivu elektromagnetického pole u tak fyzicky rozměrných a komplexních objektů, jakými jsou letouny, je možné rozdělit do několika principiálně odlišných skupin:

- Volba vhodných výpočetních metod pro analýzu vytvořeného simulačního modelu letadla
- Problémy spojené s náležitou geometrickou reprezentací reálné konstrukce analyzovaného letounu
- Problémy spojené s výpočetně efektivním a zároveň i dostatečně realistickým způsobem materiálového popisu netriviálních částí konstrukce letounu
- Úskalí spojená s vhodným přístupem k popisu dílčích prvků elektroinstalace a elektronických systémů letounu

² Shoda mezi výsledky simulací a testových měření zde byla nejdříve ověřena na elementárních referenčních modelech a později i na základním šasi vybraného testovaného automobilu.

Dílčí aspekty dopadu těchto skupin problémů na vytvoření a analýzu komplexního simulačního modelu letounu v celé jeho složitosti budou podrobněji rozebrány v následujících podkapitolách.

1.2.1 Simulační metody pro analýzu vlivu elektromagnetického pole na letadlo a jejich využití z pohledu EMC

Metody, které jsou v oblasti EMC běžně používány ke zjištění chování a účinků elektromagnetického pole, lze principiálně rozdělit do třech odlišných skupin.

První skupinu představují metody využívající relativně jednoduchých vztahů, jež jsou přímo odvozeny pro konkrétně definované a často i velmi zjednodušené modelové situace - analytické metody. Významnou výhodou těchto metod je především schopnost rychlého dosažení výsledků, což lze v rámci prací svázaných s EMC výhodně využít například při parametrických analýzách zkoumaného systému, analýzách pravděpodobnostních modelů elektromagnetického prostředí uvnitř velkých dutin (vnitřní prostory budov a automobilů, trupy letadel, apod.; PWB: [35]), při analýzách průniku elektromagnetického pole skrze apertury jednoduchých tvarů (analytické vyjádření jejich budících účinků), nebo i pro určení přenosových vlastností analyzované kabeláže a jejího stínění [36]. Jejich velkou nevýhodou pak je špatná využitelnost při řešení obecných nebo příliš komplexních problémů, které se vymykají jejich paradigmatu.

Do druhé skupiny patří tzv. numerické metody. Ty, na rozdíl od analytických, pracují s mnohem obecněji definovanými vztahy, díky čemuž jsou schopny relativně flexibilně analyzovat podstatně širší a obecnější spektrum problémů. Tento druh metod je běžně založen na Maxvellových rovnicích v diferenciálním nebo integrálním tvaru a jejich hlavním charakteristickým rysem je diskretizace řešené úlohy do formy modelu o určitém počtu neznámých - elementů, nad nimiž je realizován samotný výpočet sledovaných veličin (nejčastěji E , H , nebo J) [37]. Oblast jejich využití spočívá především v analýzách geometricky a materiálově komplexních problémů, u kterých je již použití analytického řešení buďto zcela nemožné nebo ztrácí své přirozené výhody. Ruku v ruce s těmito výhodami oproti analytickému přístupu jdou ovšem i jeho hlavní nevýhody, které jsou svázány zejména s výrazným nárůstem výpočetních nároků, jež si mohou tyto metody při řešení dané úlohy lehce vyžádat (například v případě řešení rozměrné 3D úlohy).

Poslední skupinou možných způsobů, jak simulovat účinky elektromagnetického pole v oblasti spjaté s EMC, jsou takzvané "expertní systémy" [38]. Oproti předchozím dvěma případům tyto metody využívají pro predikci chování analyzovaného systému zcela odlišnou filosofii, která je založena na znalosti obecně platných pravidel návrhu daného zařízení / systému a vyhodnocení schopnosti jeho dílčích částí operovat v předem definovaných mezích (vstupní informace nutné k takovémuto zhodnocení jsou pak obstarány buďto pomocí měření, nebo skrze metody, jež spadají do předchozích dvou skupin).³ Velkou výhodou těchto systémů představuje především jejich velmi rychlá zpětná vazba, která dokáže s relativně vysokou přesností posoudit dopad změn, jež byly v návrhu daného systému uskutečněny, a to i bez nutnosti zevrubné znalosti všech vazeb mezi jeho dílčími částmi ze strany samotného designéra.⁴ Jejich nevýhodou je samotná skutečnost, že jsou odkázány na poznatky obsažené v již dříve realizovaných

³ Do této oblasti lze například zařadit i metody vyhodnocení odezvy systému založené na principu neuronových sítí.

⁴ Proto se například těší velkému zájmu v oblasti návrhu EMC designu desek plošných spojů.

návrzích, kterýmžto pádem je nelze příliš dobře využít například při analýze zcela nových, designů, o jejichž chování ještě nemá tento systém dostatečné obsáhlé informace (z určitého pohledu je tedy lze označit za jakousi rozšířenou nadstavbu předchozích dvou skupin metod, jak simulovat dopady elektromagnetického pole na námi navrhovaný systém).

Z výše uvedeného je zřejmé, že nejbližší tématu této disertační práce jsou svým zaměřením numerické metody analýzy elektromagnetického pole. Mimo již zmíněné dělení dle tvaru Maxwellových rovnic je lze rozdělit i z hlediska příslušné domény, v jejímž rámci je výpočet realizován. Z tohoto rozdělení pak vyplývají čtyři základní výpočetní techniky, na nichž jsou tyto metody postaveny:

- FDDE - modely řešené ve frekvenční oblasti v diferenciálním tvaru
- FDIE - modely řešené ve frekvenční oblasti v integrálním tvaru
- TDDE - modely řešené v časové oblasti v diferenciálním tvaru
- TDIE - modely řešené v časové oblasti v integrálním tvaru

Každá z uvedených technik disponuje silnými a slabými stránkami, které tak přirozeně limitují i hranice využitelnosti, jež z využívané výpočetní techniky vyplývají.

Například výhody integrálních technik můžeme spatřovat v přirozené redukci dimenze analyzovaného problému (3D→2D: menší počet elementů při výpočtu) a neomezeném prostoru, v němž se může analyzovaný objekt v rámci výpočtu nacházet. Na druhou stranu mají oproti diferenciálním technikám výrazně vyšší nároky na vlastní výpočet (hustá matice řešené soustavy).

Silnou stránkou technik využívajících řešení v časové oblasti je oblast analýz širokopásmových problémů, přechodových a časově nelineárních dějů, či vlivu diskontinuit a chování odraženého pole v blízkém okolí objektu. Ve frekvenční oblasti naopak oblast analýz úzko-pásmových problémů, úloh s extrémně dlouhými časovými odezvami,⁵ či modelů se silně frekvenčně závislými materiálovými vlastnostmi.

Obecně platné rozdělení optimální využitelnosti těchto přístupů pro simulace malých letadel v závislosti na oblasti řešeného problému a frekvenci je možné nalézt v níže uvedené tabulce Tab. 1.1., [39]

Tab. 1.1 Rozdělení využití numerických metod pro analýzu malých letadel (TD vs. FD)

Frekvenční rozsah:	Vnější problém	Vnitřní problém		Kabeláž
10 kHz - 10 MHz	FD	FD		FD
10 MHz - 100 MHz	FD	FD	TD	TD
100 MHz - 3 GHz	TD	TD		TD

Charakteristické výhody a nevýhody spojené s výše uvedenými výpočetními technikami daly při řešení robustních a komplexních problémů, jakými jsou i letadla, vyniknout zejména následujícím numerickým metodám. [40],[41]:

- BEM / MoM (Metoda hraničních prvků / Momentová metoda)
- FEM (Metoda konečných elementů)

⁵ Tyto metody jsou například velmi užitečné při analýze silně rezonujících dutin, či účinků bleskových výbojů, jejichž doba může činit až 500μS.

- FDTD / FIT (Metoda konečných diferencí / integrálů v časové oblasti)
- TLM (Metoda přenosových vedení)
- PO / GTD (výpočty založené na fyzikální optice a uniformní teorii difrakcí)
- Hybridní a iterační metody (FDTD / FETD; FEM / MoM, FDTD/TLM)

Metody BEM / MoM:

U analýz elektromagnetického pole znamenají metody BEM a MoM prakticky totéž. Metody MoM jsou ve své podstatě adaptací původních BEM metod do oblasti výpočtů spojených s elektromagnetickým polem (díky technice metody momentů, kterou využívají).⁶ Jedná se o numerické metody, jež jsou založeny na popisu analyzovaného problému v integrálním tvaru - nejčastěji FDIE, který v rámci řešení transformují pomocí techniky vážených reziduí do tvaru maticového (lineární systém rovnic: $Z \cdot I = U$). Různé typy MoM metod se od sebe mohou lišit jak způsobem, jakým je tato transformace provedena (inverzní, eliminační, apod.), tak i přístupem, jakým jsou dále tyto soustavy rovnic řešeny (např. pomocí přímých metod využívajících Gaussovy eliminace či LU dekompozice: $O(N^3)$, nebo konzervativních a Krylových iterativních metod: $\leq O(N^2)$, apod.) [40].

Výstupem analyzovaného problému skrze tyto metody je aproximované rozložení proudů (resp. hustot náboje J), které protékají po povrchu jeho geometrie, jež je běžně reprezentována pomocí trojúhelníkových, či čtyřúhelníkových elementů, nebo jejich kombinace. Z toho pak vyplývá i většina dalších potenciálních rizik (mimo již zmiňovaná rizika spojená s technikou jejich výpočtu), které mohou hrát významnou roli v rámci jejich využití při analýze elektromagnetických polí na letadle.

Jedním z největších rizik spojených s analýzami netriviálních geometrií jež je třeba zmínit, je volba nevhodné výpočetní metody. Jako názorný příklad takovýto problémů je možné uvést především potíže, jež jsou spojeny s nerealistickým popisem chování povrchových proudů / polí uvnitř a vně uzavřených, perfektně vodivých dutin (problémy s vynucením nulového pole: EFIE, MFIE; Loveho ekvivalence; CFIE-EFIE; [42], [43]). Příčinou těchto problémů je skutečnost, že ne všechny formulace integrálních rovnic, jež se u MoM metod používají, lze bezpečně aplikovat na obecné problémy, a to jak z pohledu jejich geometrické, tak i materiálové komplexnosti.

Mezi dalšími úskalími těchto metod můžeme ve stručnosti zmínit i možné problémy se stabilitou výpočtu (iterativní metody), jejich silnou citlivost na kvalitu vytvořené sítě (hrany, apertury, realistická reprezentace rozložení náboje u vzájemně velmi blízkých částí konstrukce) a problémy s popisem objemových dielektrických těles (výpočetní nároky) [44].

Je ale také třeba poukázat na výrazný pokrok, jehož bylo v poslední době dosaženo jak v oblasti redukce výpočetních nároků při řešení úloh s velkým počtem neznámých / elementů (například pomocí algoritmů jako je MLFMM [45], [46]), tak i v možnostech relativně snadného vyjádření materiálově složitých a frekvenčně závislých materiálů - kompozity - pomocí vhodné formulace integrálních rovnic, jež daný problém popisují (CFIE).

⁶ Původně byly BEM metody vyvinuty pro analýzy spadající do oblasti mechanických výpočtů, jako jsou například simulace pružných těles.

Metody FEM:

FEM metody se začaly používat v oblasti analýz elektromagnetického pole přibližně od sedmdesátých let minulého století [47]. Od té doby si na nich založené simulační programy našly uplatnění v mnoha různých oblastech (analýzy antén, mikrovlnných a polovodičových prvků, vlivu elektromagnetického pole na biologické materiály, virtuální návrh dílčích parametrů elektrických motorů, alternátorů, aj.). Důvodem, proč se tyto metody těší tak rozsáhlému využití ve všech elektroinženýrských oblastech je skutečnost, že jejich aplikace je, na rozdíl od metod založených na MoM nebo konečných diferencích, podstatně více univerzální pro řešení všemožných multi-fyzikálních úloh, a to i na různých tvarově a materiálově rozmanitých modelech [48].⁷

Tyto metody principiálně přistupují k řešení elektromagnetických úloh, jež jsou zde vyjádřeny formou soustavy parciálních diferenciálních rovnic, dvěma odlišnými způsoby, buďto pomocí minimalizace funkcionálu (variační metoda, např. Rayleigh-Ritz metoda) nebo skrze minimalizaci rezidua (metoda vážených reziduí, např. Galerkinova metoda). Ačkoliv oba dva tyto přístupy představují plnohodnotná řešení pro daný druh fyzikálních problémů, těší se v dnešní době zájmu především druhý z uvedených způsobů. Příčinu je zde možné hledat především ve skutečnosti, že definování rezidua vychází přímo z fyzické podstaty řešeného problému, zatímco nalezení vhodného funkcionálu může být v některých případech poněkud obtížnější (např. při řešení 3D úlohy) [49].

Z pohledu uplatnění těchto metod pro námi uvažovaný typ problémů lze jejich výhody spatřovat především ve schopnosti jimi používané sítě velmi přesně reprezentovat jak extrémně komplikovanou strukturu modelu letadla, tak i jeho případnou materiálovou diverzitu (včetně možné nehomogenity). Další výhodou zde může být i v jejich flexibilita z pohledu určení hranic řešeného prostoru (tato vlastnost je například velmi užitečná z hlediska jejich možného využití u hybridních řešení: např. FEM-MoM) [50]. Na druhou stranu je ovšem nutné zdůraznit, že tento druh numerických metod má v obdobných případech relativně vysoké nároky jak na nutné výpočetní prostředky, tak i na kvalitu použité sítě (to především znamená velmi vysoké časové nároky na celkovou přípravu sítě modelu letounu).

Diskuzi nad možnými přístupy, jak potlačit obecně vysoké výpočetní nároky těchto metod, a urychlit tak dobu jejich řešení, lze nalézt například zde: [51], [52] (paralelizace výpočtu), [53] (tzv. předpodmíněním / "preconditioning").

Metody FDTD/FIT:

Numerické metody FDTD a FIT jsou založeny na řešení diferenciálního a integrálního tvaru Maxwellových rovnic v časové oblasti, v rámci něhož je předem ohraničený prostor, ve kterém je analyzovaný objekt umístěn, reprezentován skrze svou prostorově a časově diskretizovanou podobu [54], [56].⁸ Z praktického pohledu lze tedy spatřovat hlavní rozdíl mezi těmito dvěma metodami především ve skutečnosti, že v rámci metody FDTD je zjišťované chování elektromagnetického pole vyjádřeno jeho dílčími příspěvky v podobě intenzit E a H , zatímco u metody FIT jsou tyto příspěvky vyjádřeny ve formě elektrických napětí \underline{e} a plošných magnetických toků \underline{b} .

⁷ Jejich univerzálnost lze například jasně dokázat na známém simulačním prostředí COMSOL, jež tuto numerickou metodu využívá pro své výpočty [48].

⁸ V obou případech je pak tento diskretizovaný prostor rozdělen do dvou mřížek, jež jsou od sebe posunuty o polovinu délky svých hran.

Jedním z dalších společných znaků těchto metod je i tvar buňky diskretizovaného prostoru, která je prakticky ve všech jejich komerčních verzích charakterizována ve formě striktně ortogonálního šestistěnu. Tato, v porovnání s obdobnými výpočetními technikami z jiných fyzikálních oblastí, ne příliš standardní podoba je pak hlavní příčinou jejich výsledného velmi jednoduchého a elegantního přístupu k výpočtu elektromagnetického pole, což přirozeně vede i k dalším souvisejícím výhodám, jako jsou nízké hardwarové nároky a relativně vysoká rychlost výpočtu.

Krom výše uvedeného je možné spatřovat další výhody těchto metod i v jejich potenciálních schopnostech pracovat s materiály disponujícími disperzními, nelineárními, nebo anizotropními vlastnostmi [56], [57], či možnostech jejich relativně snadné paralelizace a hybridizace [58], [59], [60].

Jedny z největších úskalí, jež jsou běžně s těmito numerickými metodami spojovány, vycházejí přímo z jimi používané filosofie diskretizace řešeného problému. První z nich spočívá v limitních možnostech dostatečně přesné reprezentace reálné geometrie analyzovaného modelu (problematika diskretizace prostoru), druhá tkví v numerické disperzi (problematika diskretizace času a prostoru) [61], [62].

Na problémy s přesností popisu geometrie simulovaného modelu je možné narazit prakticky vždy, když jeho struktura obsahuje drobné či složité geometrické a materiálové prvky, které nejsme schopni skrze vytvořenou síť popsat natolik přesně, aby nedošlo k významnému odchýlení jejich chování, nebo dokonce chování celé konstrukce, od reality. Co nejefektivnější řešení těchto problémů je tím více kritičtější, čím více se daný simulační model přibližuje hranici maximálních výpočetních a časových nároků, které pro jeho řešení máme k dispozici (viz letadlo). Z tohoto důvodu byly v průběhu času navrženy různé přístupy, jejichž hlavním úkolem bylo tyto obtíže co nejvíce zredukovat: neortogonální sítě [63], sítě s proměnnou délkou, nebo techniky jako jsou "sub-cell gridding" [64], [65], "sub-cell modeling" [66],⁹ PBA [67], aj.

Metody TLM/BLT:

Numerické metody pracující na principu TLM vychází obdobně jako FDTD z diskretizace řešeného problému jak v prostoru, tak i v čase, čímž ale jejich podobnost končí. Filosofie diskretizace u TLM totiž není, na rozdíl od FDTD, postavena na matematickém přístupu, ale na přímé analogické reprezentaci dílčích fyzických částí modelu, jež se v buňkách takto rozděleného prostoru nacházejí (tzn., neexistuje zde ani žádné prokládání mřížkou pro E a H). Tato analogie je založena na Huygensově modelu šíření elektromagnetického vlnění a podobnosti mezi jeho šířením v prostoru a na vedení, což nám dovoluje vyjádřit chování elektromagnetického pole v rámci každé buňky daného prostoru skrze ekvivalentní náhradní obvod, u něhož platí že: $U = E$, $C = \varepsilon \cdot \Delta l$, $L = \mu \cdot \Delta l$, $G = \sigma \cdot \Delta l$.¹⁰ [68].

Jak už napovídá jejich samotný název, využití TLM metod je možné hledat především v rámci analýz všech možných druhů přenosových vedení, jako jsou například kabelové svazky vedené nad zemní rovinou, či dobře vodivou konstrukcí (i když jejich využití nemusí být nutně omezeno pouze na tyto situace, viz [69]). Pravděpodobně asi největší výhodu, kterou nám tyto metody mohou nabídnout, je

⁹ Tato technika umožňuje velmi efektivní začlenění kompozitních materiálů, spár a jiných, těžce popsatelných geometrických/materiálových entit na letounu. Jednou z dalších výhod této techniky je skutečnost, že při jejím použití není potřeba měnit časový krok výpočtu.

¹⁰ V těchto uvedených vztazích představuje C , L a G parametry popisující kapacitanci, induktanci a vodivost, které jsou vztaženy k dané buňce diskretizovaného prostoru o velikosti Δl .

možné spatřovat v možnosti jejich relativně jednoduchého spojení s jinými výpočetními metodami, jako jsou například MoM, FDTD či FIT. Takovéto hybridní spojení mezi rychlým výpočtem chování elektromagnetického pole v ohraničeném prostoru a možností velmi přesné analýzy aktuálních poměrů na vedení, které tímto prostorem prochází, pak představuje jednu z nejvíce univerzálních cest, jak zevrubně a přesně analyzovat většinu vzniklých situací, na něž můžeme v oblasti EMC/EMI běžně narazit.

Numerické metody založené na rovnici BLT představují další způsob, jakým lze analyzovat šíření energie elektromagnetického pole v rámci konceptu přenosových vedení (TLN) [20]. Rovnice BLT zde představuje maticovou rovnici, která popisuje chování řešeného systému skrze napětí a proudy v koncových, či spojových uzlech všech "vodičů", resp. přenosových cest, ze kterých je daná přenosová soustava složena. V určitém slova smyslu je tak toto řešení úlohy podobné běžné nodální analýze (Kyrchhofovy rovnice), až na ten rozdíl, že BLT rovnice zahrnuje do popisu takto řešené úlohy i samotný vliv šíření elektromagnetické energie mezi těmito uzly (skrze zmíněné cesty). [70]

Tuto variantu řešení přenosových vedení, v kombinaci s filosofií topologického popisu analyzovaného problému, lze v dnešní době nalézt pouze v jednom komerčním simulačním softwaru - CRIPTE [71], [72], [73]. Výhody, které vlivem výše uvedeného tento software nabízí, pak spočívají především v rychlé a intuitivní analýze rozměrných a velmi složitých kabelových svazků, na něž můžeme v letadle běžně narazit. Největší praktickou nevýhodou této koncepce, která je ovšem vlastní všem obdobným řešením operujícím ve frekvenční oblasti, je takzvaná "jednosměrná" vazba mezi analyzovaným systémem a jeho okolím (tzn. úlohy popisující indukci okolního pole do kabeláže a její vyzařování zpět do prostoru jsou od sebe odděleny, a mohou být společně spřaženy pouze iteračním postupem) [74].

1.2.2 Problematika přípravy komplexních simulačních modelů letadla

Mezi největší úskalí, která spadají do oblasti prací spojených s přípravou složitého a rozměrného simulačního modelu letounu, patří zejména věrný, ale zároveň i střídmy popis jeho geometrické reprezentace, realistická charakteristika materiálových vlastností jeho dílčích partií a dostatečně věrný popis celkové topologie v něm obsažené kabeláže a jejich elektrických parametrů.

Mnohé z obtíží, které jsou spojeny s popisem analyzované konstrukce letounu, vycházejí ze skutečnosti, že ačkoliv již v dnešní době většina z komerčních simulačních prostředí v oblasti CEM nabízí relativně rozsáhlé možnosti, jak simulovat i tak složité objekty, jakými jsou letadla, prakticky žádné z nich nenabízí natolik univerzální a účinné prostředky, abychom s nimi byli schopni tyto modely bez větších obtíží připravit pro jejich následnou analýzu (skrze vlastní "pre-processing" moduly). Tento druh problémů není specifický pouze pro oblast CEM, ale lze jej v podstatě nalézt ve všech moderních odvětvích inženýrských prací, v rámci nichž jsou simulace obdobně složitých modelů neoddelitelnou součástí vytvářeného designu (simulace proudění a výměny tepla, akustické a aerodynamické analýzy, zátěžové či nárazové testy, atd.) [75], [76], [77].

Příčiny možných problémů s přípravou geometrické reprezentace takového druhu simulačních modelů můžeme spatřovat zejména v následujících dvou oblastech:

První z nich v sobě zahrnuje veškeré problémy, které souvisí se samotným importem, respektive překladem, geometrie modelu z některého z běžně používaných CAD formátů do nativního formátu programového prostředí, v němž máme v úmyslu

tento model buďto dále upravovat, nebo již přímo simulovat. Nejčastěji zde můžeme narazit na problémy vzniklé chybnou, nebo nedostatečně přesnou interpretací dílčích prvků překládané geometrie na straně koncového překladače (problémy s odlišným popisem geometrických entit)¹¹ což může v lepších případech vést k chybám, jako jsou roztržené či deformované dílce, v horších dokonce k jejímu celkovému zhroucení [78], [79], [80].

Druhá oblast problémů pak souvisí s vhodnou přípravou již načtené geometrie daného objektu do takové podoby, která bude dostatečně vyhovovat našim potřebám jak z hlediska jeho finální diskretizace, tak i následné analýzy v daném simulačním prostředí [81], [82] (Tento proces se běžně odehrává v několika krocích, kde každý z nich představuje nový prostor pro vznik dalších nesnází, které mohou tyto práce významným způsobem zkomplikovat; viz Kap. 2.1).

Z pohledu materiálového popisu simulačního modelu letounu zde vyvstávají problémy zejména s vhodným vyjádřením těch z jeho partií, které jsou tvořeny kompozitními či vrstvenými materiály, jež ve své skladbě mohou navíc obsahovat i různé ochranné stínící prvky, jako například kovové mřížky, nebo vodivé barvy a příměsi. Dostatečně realistické zohlednění jejich chování u obdobných simulací je nezbytné zejména z toho důvodu, že takovéto partie, respektive materiály, z nichž jsou složeny, často vykazují výrazné frekvenčně závislé, nelineární a také i anizotropní vlastnosti, které mohou hrát významnou roli z hlediska celkového chování elektromagnetického pole v námi sledovaném prostoru (výrazně směrové vlastnosti lze například dobře pozorovat u uhlíkových kompozitů (CFC), díky jejich charakteristické vnitřní struktuře) [83], [84], [85].

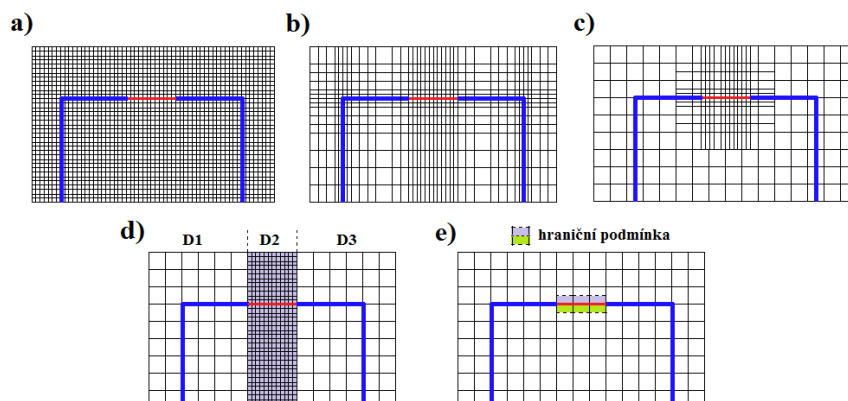
Možné obtíže, jež jsou spojeny s tímto druhem materiálů tkví především ve skutečnosti, že přímá snaha o zohlednění jejich vnitřní struktury a materiálové kompozice by vedla k extrémnímu nárůstu výpočetních nároků, a to i u podstatně jednodušších a prostorově méně náročných simulačních úloh, než jaké zde budeme analyzovat. Z tohoto důvodu je vždy nutné v daném simulačním prostředí, jež bude pro analýzu letounu s takovými partiemi použito, nalézt co nejméně výpočetně náročné řešení, které by ovšem zároveň ale nemělo ani významnějším způsobem ovlivnit nezbytnou přesnost jejich popisu z hlediska realistického chování elektromagnetického pole v rámci uvažované úlohy.

Prakticky všechny základní přístupy zabývající se snížením výpočetních nároků u simulačních úloh s obdobnými problémy jsou soustředěny do oblastí co nejvíce úsporného vyjádření diskretizované reprezentace dané problematice partie modelu, bez ohledu na to, zda její složitost spočívá v geometrické či materiálové rovině. Jinými slovy se tyto techniky zabývají způsoby, jak zařídit, aby se nepříznivé aspekty nezbytného lokálního zahuštění výpočetní sítě v okolí daného problému, co nejméně promítly do zbylého výpočetního prostoru.

V případě numerických metod založených na filosofii konečných diferencí je možné tyto techniky diskretizace výpočetního prostoru rozdělit buďto dle charakteru sítě, kterou je model reprezentován: stupňovitá či vnořená síť ("graded mesh", "subgrid

¹¹ Druhy chyb zodpovědných za problémový přenos dat lze rozdělit do následujících skupin: chyby vzniklé během konverze v překladači, chyby způsobené odlišným matematickým popisem křivek, povrchů a jiných geometrických entit, chyby způsobené rozdíly v geometrických jádrech CAX-systémů, chyby způsobené odlišným druhem topologie či managementu tolerancí použitých systémů, chyby způsobené odlišnou filozofií systémů a předdefinovaných striktur, uživatelské chyby při nastavení převodu.

mesh"), nebo dle způsobu, jakým je přistupováno k samotnému popisu problematické části analyzované struktury a jejího blízkého okolí: DDM a "sub-cell" metody [36], [86], [87] (viz Obr. 1.1).



Obr. 1.1 Ilustrační přehled základních technik diskretizace řešeného prostoru: výsledné sítě a) normální, b) stupňovitá, c) vnořená, d) DDM, e) sub-cell

Z pohledu popisu kompozitních částí se jeví jako nejvýhodnější poslední z výše uvedených technik ("sub-cell"), která nám umožňuje popsat jejich vhodným způsobem aproximované chování pomocí definovaných hraničních podmínek, které pak tyto materiály fyzicky zastupují v rámci diskretizovaného prostoru celého simulačního modelu. Mimo to, že díky této skutečnosti pak finální reprezentace obdobně komplikovaných materiálů vykazuje u této techniky, v porovnání s ostatními uvedenými možnostmi, relativně malé nároky na výpočet, je důležité také poznamenat, že nabízí i široké možnosti z hlediska samotného způsobu jejich aproximace [88].

Mezi dnes nejvíce využívané způsoby vyjádření reálného chování kompozitních, vrstvených či jiných materiálů s komplexními elektromagnetickými vlastnostmi lze zařadit především ty varianty, jež jsou založeny buďto na klasické interpretaci jejich chování skrze povrchovou impedanci (SIBC) [89], [90], homogenních jedno a vícevrstevných náhradách [91], [92], [93], nebo periodických vlastnostech jejich struktury [94]. První dvě z uvedených variant se používají v rozmezí kmitočtů, kdy je možné ještě bezpečně říci, že fyzické rozměry vnitřní struktury daného kompozitu jsou podstatně menší než nejmenší vlnová délka řešené úlohy (tzn. běžně do cca. 1-3 GHz). Využití posledního z uvedených přístupů pak umožňuje jejich dostatečně realistický popis i na vyšších kmitočtech, kde se již začíná výrazněji uplatňovat i zmíněná periodicitu jejich vnitřního uspořádání (tzv. "grating", "grid" efekty, apod.).

Samozřejmě, že výše uvedené metody aproximace chování takovýchto materiálů nejsou realizovatelné pouze u numerických metod, jež jsou založeny na filosofii konečných diferencí. S obdobnou filosofií se můžeme běžně setkat i u BEM, resp. MoM metod, které využívají principiálně srovnatelného přístupu k vhodnému zohlednění tohoto typu materiálů skrze vlastní formulace hraničních podmínek [95], [96].

Závěrem je zde příhodné také podotknout, že samotné "sub-cell" modelování a koncept hraničních podmínek je možné využít nejenom na problémy spojené s vhodnou reprezentací materiálů komplikovaných částí letounu, ale i při popisu geometricky složitých či malých prvků jeho konstrukce, které, navzdory svým rozměrům, mohou hrát významnou roli ve výsledném chování navrženého simulačního modelu [97], [98], [99], [100]. Těmito prvky jsou myšleny například úzké škvíry mezi

díličními částmi konstrukce (například mezery mezi dveřmi a hlavní částí trupu letounu), malé vodivé spojovací prvky (panty, zámky, apod.), nebo tenké vodiče.

Vzhledem k tomu, že prakticky všechny dnes používané komerční simulační programy byly v minulosti zaměřeny především na analýzy mikrovlnných a anténních prvků, byly i snahy o implementaci těchto přístupů orientovány spíše do oblasti potlačení chyb způsobených nedostatečně jemnou diskretizací reálných kontur zkoumaného objektu ("stair-case errors", [101], [102]) a tenkých drátových prvků ("thin-wire" aproximace, [103]). Díky tomu jsou zbylé výše uvedené možnosti jejich implementace v těchto prostředích stále ještě relativně novou záležitostí, kterou nemusí být vždy možné úspěšně aplikovat na geometricky obdobně složitých problémech, jakým je letadlo.¹²

Posledním úskalím spojeným s tvorbou simulačních modelů letadel je samotný popis jejich systému kabelových svazků a koncových elektronických zařízení. Obdobně jako v případě přípravy geometrie modelu, i zde stále neexistuje jasně definovaná metoda, která by obecně řešila všechny možné obtíže, se kterými se v rámci těchto prací můžeme setkat. Jeden z nejvíce kritických problémů tkví již v samotném importu všech potřebných dat, jelikož neexistuje žádný obecně uznávaný a standardizovaný formát, který by dokázal pojmout a definovaně převést všechny potřebné informace z návrhových systémů, ve kterých se kabeláže tohoto typu běžně připravují (Catia, ProEngineer, CABI, aj.), do námi zvoleného simulačního prostředí. Vzhledem k tomu, že i kabeláž na malém letadle v dnešní době dosahuje na délku i více jak 10 km, je zcela jasné, že "ruční" převod takového množství geometrických, topologických a výrobních dat do jakéhokoliv jiného návrhového či simulačního prostředí, představuje extrémně časově, ale i inženýrsky náročný úkol.

Další nesnáze spojené s vhodnou reprezentací kabelového systému v simulačním modelu lze spatřovat také v samotném realistickém vyjádření elektrických vazeb mezi jeho dílčími částmi a kovovou konstrukcí modelu, odvození přenosových parametrů charakterizujících jednotlivé typy kabelů v rámci daných kabelových svazků, a v poslední řadě i dostatečně přesném vyjádření impedančního chování elektronických zařízení, jež jsou touto kabeláží vzájemně propojeny (nemluvě o nutnosti vhodné reprezentace tlumících či filtračních prvků, které se na ní vyskytují - viz feritová jádérka, aj.).

1.3 Cíle disertační práce

Z poznatků uvedených v předchozích částech této kapitoly vyplývá, že kromě obecně platných pravidel, jež vycházejí z dnes již běžného užívání numerických metod výpočtu elektromagnetického pole v jiných inženýrských oblastech (antény, mikrovlnné prvky, plošné desky, atd.), neexistují žádné konkrétní poznatky jak o způsobech vhodné přípravy komplexních simulačních modelů letadel, tak ani o reálně dosažitelné míře korespondence mezi jimi zjištěným chováním analyzovaného modelu letounu s běžně provedenými testovými měřeními (před-certifikační a certifikační EMC testy).

Právě neznalost těchto informací stále výraznou měrou odrazuje menší výrobu letadel, a nejenom je, od začlenění numerických analýz elektromagnetického pole do zavedeného procesu vývoje elektronických systémů letadel a jejich ochrany, i když by

¹² Až na metody TLM, které mají při popisu geometrických propriet, jako jsou dlouhé a úzké mezery mezi vodivými částmi modelu, přirozeně značné výhody již ze svého principu.

jejich vhodné použití v rámci těchto prací mohlo významně přispět nejenom ke zvýšení jejich efektivity a spolehlivosti, ale i snížení s nimi spojených finančních nákladů.

Na základě výše uvedených skutečností a samotného rozboru problematiky přípravy simulačních modelů z kapitoly Kap. 1.2.2 je pak možné cíle této disertační práce stručně formulovat do následujících bodů:

- Nalézt vhodnou metodu pro zpracování a převod běžně užívaných konstrukčních dat letounu do prostředí vybraných simulačních programů, které budou použity pro analýzu jeho vlivu na chování externě vybuzeného elektromagnetického pole.
- Analyzovat možnosti náležité reprezentace simulačních modelů letounů v těchto prostředích, a to zejména s ohledem na jejich dosažitelnou shodu s běžně prováděnými před-certifikačními a certifikačními měřeními, jež jsou zaměřeny do oblasti zhodnocení jejich odolnosti vůči účinkům HIRF polí.
- Experimentálně ověřit míru reálně dosažitelné shody mezi simulacemi a standardně prováděnými měřeními letadel.

2 Příprava modelu letounu a analýza vlivu jeho dílčích konstrukčních částí

2.1 Příprava simulačních modelů pro numerickou analýzu

Jak bylo naznačeno v kapitole Kap. 1.2.2, při přípravě geometrického modelu letounu můžeme relativně snadno narazit na mnohé obtíže, které mohou výrazným způsobem zkomplikovat nebo i zcela zabránit jeho úspěšný převod do dostatečně vhodné podoby pro jeho další zpracování v námi zvoleném simulačním programu, respektive v jeho "pre-processoru" (tzn. modul určený pro přípravu samotné simulační úlohy, která je na této geometrii založena).

Mimo již dříve zmiňované problémy s importem geometrických dat skrze běžně používané CAD formáty, jsou tyto obtíže velmi často zapříčiněny i samotným faktem, že hlavním účelem standardně vytvořených konstrukčních dat letounu či jiných dopravních prostředků není ani tak jejich použití pro simulační analýzy, ale spíše využití v rámci návrhové a výrobní dokumentace. Díky tomu se při jejím zpracování, takzvaném "čištění", do podoby vhodné pro simulační analýzu prakticky vždy setkáváme alespoň s některými z následujících problémů:

- Extrémní komplexnost a zbytečné detaily vstupní geometrie modelu: Zde si je nutné uvědomit, že konstrukční CAD data v sobě z pohledu potřeb simulačního modelu pro analýzu elektromagnetického pole běžně obsahují extrémní množství naprosto nepodstatných částí a detailů konstrukce (například šrouby, nýty, lemy, atd.), které mohou významným způsobem prodloužit a ztížit celou její přípravu. Z tohoto důvodu je tedy nutné vždy před započítím samotných úprav vybraného CAD modelu nejprve identifikovat a vybrat pouze ty její části, které jsou pro nás z pohledu připravované simulační úlohy opravdu důležité.
- Topologické rozdělení a management dílčích částí načtené geometrie: Ačkoliv obtíže spojené s vhodným uspořádáním jednotlivých geometrických částí načtené konstrukce letounu přímo neohrožují její další zpracování, jedná se o jeden z nejvíce nepříjemných problémů, na které lze v rámci přípravy modelu narazit. Pro jeho plné pochopení si je nutné uvědomit, že i přes výraznou redukci načítaných CAD dat během prvního kroku jejich zpracování (viz předchozí bod) je zde stále nutné operovat s dílčími partiemi konstrukce letounu, které jsou často složeny z desítek až stovek samostatných geometrických dílců. Je tedy naprosto zřejmé, že zachování jejich konkrétního topologického rozdělení - což může v rámci původních CAD dat zahrnovat nejenom jejich rozdělení z pohledu konstrukční, ale i materiálové příslušnosti - zde představuje jeden z nejdůležitějších aspektů bezproblémového a především dostatečně rychlého zpracování takovéto geometrie.
- Přítomnost zbytkových geometrických entit po úvodním importu CAD geometrie: Během importu a následné rekonstrukci načítané geometrie modelu do nativního formátu cílového prostředí může dojít k situacím, kdy CAD jádro použitého překladače v její rekonstruované reprezentaci ponechá, ať už úmyslně či neúmyslně, geometrické fragmenty, jež nemají žádnou přímou návaznost s její

finální podobou. Tyto fragmenty mohou nepříznivě ovlivnit další kroky ve zpracování a diskretizaci daného modelu a je tedy nutné je z něho co nejdříve odstranit (tyto fragmenty mohou být vytvořeny i během následných úprav načtené geometrie v cílovém prostředí, je tedy vhodné takto editovaný model na tyto vedlejší produkty průběžně kontrolovat).

- Chybný či nedokonalý popis dílčích částí geometrie: Tento druh problémů je nejčastěji způsoben nevhodným, nebo špatně definovaným popisem parametrického tvaru dílčího vytvořeného prvku načtené geometrie. Důsledkem toho lze například na geometrii letounu nalézt takzvané "odtržené plochy", jejichž "odtržení" od zbytku bylo způsobeno odlišnou reprezentací hraničních křivek, než jakou používají sousedící plochy. Tyto problémy jsou nejčastěji způsobeny chybným importem, resp. nevhodným pochopením či rekonstrukcí dané plochy překladačem, ovšem lze se s nimi běžně setkat i vlivem chyby či laxnosti samotného tvůrce původní geometrie (tato varianta je dokonce velmi pravděpodobná za situace, kdy při její tvorbě nebyl na tento aspekt kladen dostatečný důraz - běžná konstrukční data využívaná pro dokumentační a výrobní účely.).

Výše uvedené problémy ovšem nelze pokládat za jediný krok, který je nutné překonat v rámci přípravy vhodné geometrické reprezentace konstrukce letounu pro simulační prostředí. Součástí obdobně komplexních modelů často bývají i geometricky velmi komplikované partie, které mohou způsobit nemalé potíže během jejich diskretizace ("síťování"), pokud nejsou vhodně upraveny.¹³

Mezi takto problematické části konstrukce lze zařadit například všechny mechanismy táhel a mechanických zámků (zejména u dveří), geometrie sedaček nebo pohyblivých klapků na křídlech letounu. Zvláštní skupinu pak tvoří veškeré odlehčené prvky konstrukce, žebrování a přepážky, skrze které prochází kabelové svazky.

Základní proces úpravy spočívá v jejich náhradě za zjednodušený geometrický ekvivalent, který ale musí být schopen dostatečně přesně reprezentovat dopad dané partie na reálné rozložení povrchových proudů a elektromagnetického pole v blízkém okolí. Pokud ovšem usoudíme, že je inkriminovaná část z hlediska uvažované simulační úlohy nevýznamná, je lepší ji z modelu zcela odstranit (zde je ovšem extrémně důležité správné expertní posouzení jejího vlivu na chování analyzovaného systému. Bližší informace je možné nalézt například v Kap. 2.3).

Velmi důležitým předpokladem během těchto úprav je také zevrubná znalost cílového simulačního prostředí a s ním spojených možností, které nabízí z pohledu reprezentace problematických oblastí finální geometrie v její diskretizované podobě (sub-cell modelování; způsoby aproximace tenkých ploch a tenkých drátových vodičů, reprezentace kabelových svazků v rámci simulačního modelu, atd.). Ty v konečném důsledku definují i finální náročnost všech úprav, které jsou nezbytné na ní udělat.

V rámci těchto modifikací je nutné dodržet zejména následující obecně platná pravidla:

- Zachování mezer mezi významnými pohyblivými částmi: Toto pravidlo je důležité především u metod typu FDTD, kde není možnost popisu dané partie pomocí sub-cell modelování a vzdálenost mezi danou partií a zbytkem konstrukce je menší než jedna buňka uvažované výpočetní sítě ($< \lambda_{\max}/10$).

¹³ Důsledky těchto obtíží mohou být různé, od náhlého zastavení síťovacího algoritmu, přes zhroutenou či extrémně zhuštěnou síť v kritických oblastech, až po nerealistickou diskretizovanou reprezentaci dané části konstrukce, která může vyústit až v její naprosto chybné propojení se zbylými částmi modelu.

- Části s malou tloušťkou a malé otvory: Charakteristické prvky geometrie, které jsou menší než cílová velikost buňky výpočetní sítě ($< \lambda_{\max}/10$) jsou vždy eliminovány (nahrazeny plošnou reprezentací či zaslepeny).
- Trasy kabelů nad vodivou plochou konstrukce: Hlavním cílem je zajištění, aby trasa kabelu po finální diskretizaci nekolidovala s geometrií modelu. Dalším důležitým cílem je zabránit, aby trasa kabelu nebyla k vodivé konstrukci blíže než cca. $\lambda_{\max}/10$ (uspokojivý kompromis pro metody se sub-cell technikou). Obecně je nutné situovat trasu kabelu nad vodivou plochu do takové výšky, abychom byli schopni zajistit dostatečně realistické rozložení vytvořeného náboje mezi nimi (což je i důvod proč zde aplikace samotných celovlnných metod selhávají).

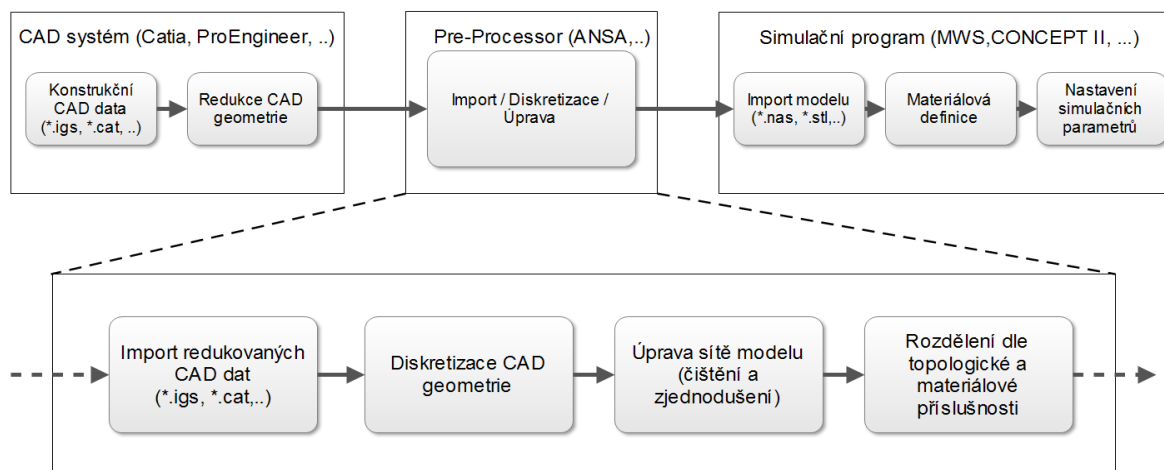
Existují tři základní cesty, jakými lze realizovat všechny nezbytné úkony, které mohou být s přípravou geometrie simulačního modelu spojeny:

- Oprava geometrie v cílovém pre-procesoru simulačního programu: Tuto variantu, pokud to dotyčný program vůbec dovoluje, lze použít zejména v případech, kdy načtená geometrie modelu vykazuje pouze jednoduché elementární a sporadické chyby. V opačném případě je řešení tohoto druhu problémů skrze ni velmi náročné, nebo zcela nemožné.
- Oprava geometrie v původním CAD systému: Za určitých okolností může tato varianta představovat nejideálnější řešení, ovšem podmínkou je jasné identifikování příčiny, která dané problémy způsobila, a znalost způsobu jak ji odstranit (To může být problém, pokud jsou tyto chyby způsobeny více odlišnými důvody, nebo jejich kombinací).
- Převod či oprava geometrie pomocí třetího systému (externího pre-procesoru): Toto řešení patří k jednomu z nejvíce používaných (zejména pak v oblasti průmyslového vývoje). V dnešní době je již možné nalézt celou řadu specializovaných softwarů / modulů, které jsou přímo vytvořeny za účelem co nejméně problematického převodu komplexních geometrických dat z jednoho CAD systému do druhého a jejich následným automatickým / poloautomatickým čištěním či editací. Jejich nevýhodou je přirozeně finanční stránka věci. Výhodou zase značné rozšíření možností, jak úspěšně a co nejrychleji vyvstálé problémy vyřešit.

Jedny z nejrozšířenějších pre-procesorů jsou ty, které dokážou nejenom pracovat se samotnou komplexní geometrií modelu, ale disponují také celým sortimentem robustních a editačních modulů, jež lze využít přímo k diskretizaci připravované geometrie do finální její konečné podoby a kvality, která je požadovaná samotným simulačním prostředím či cílovou úlohou. [146], [160].

Logickou nevýhodou tohoto způsobu řešení přípravy geometrie je záměrné zkonkretizování vytvořeného modelu pro jeho cílové využití (jasně definujeme jeho oblast využití z pohledu jeho aplikovatelnosti pro různé simulační úlohy). Výhodou je pak velmi rychlá editace modelu pro specifické potřeby cílové simulační úlohy (díleč editační práce se provádějí přímo na síti modelu), nízká pravděpodobnost vzniku problémů při finální přípravě simulační úlohy (geometrie je tvořena elementárními prvky, odpadají problémy s parametrickým popisem ploch a jejich úpravami) a universálnost jeho využití (už z principu lze aplikovat pro jakoukoli numerickou metodu využívající diskretizace prostoru či analyzovaného modelu).

Výše uvedené skutečnosti a praktické zkušenosti nasbírané během řešení problematiky vhodných způsobů přístupu k importu a přípravě komplexní geometrie letadel pro analýzu elektromagnetického pole vyústily k níže uvedenému navrženému postupu pro optimální a bezproblémové zpracování obdobně komplexních konstrukčních CAD dat (viz Obr. 2.1).



Obr. 2.1 Proces přípravy konstrukčních CAD dat letounu do simulačního prostředí

2.2 Příprava simulačních modelů letounu VUT100

Tato podkapitola se již zabývá vlastním popisem přípravy simulačních modelů, které byly použity během analýzy vlivů vhodně vybraných partií konstrukce draku letounu VUT100, jež je uvedena v kapitole Kap. 2.3 (tyto partie jsou blíže specifikovány na obrázku Obr. 2.2).

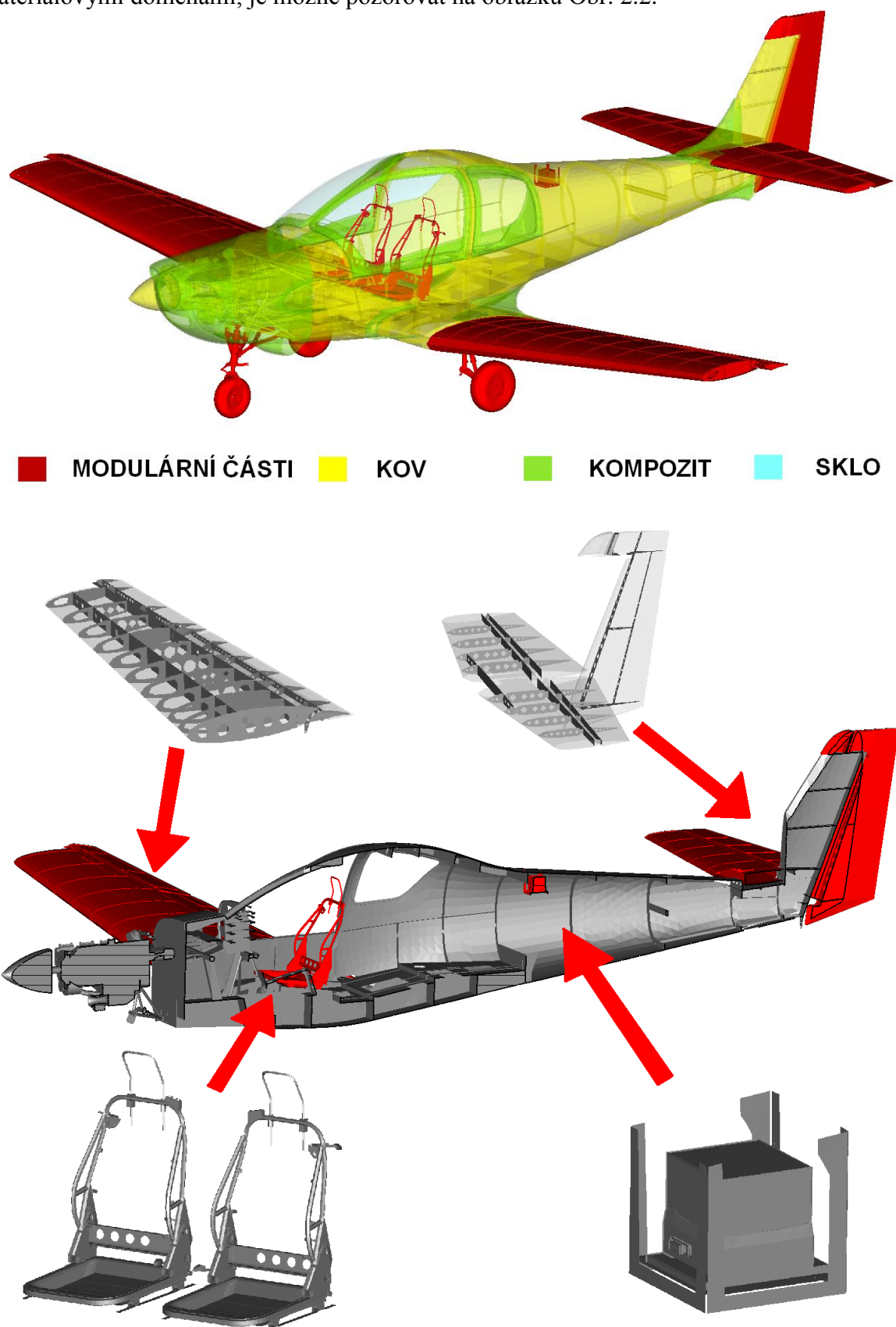
Její první část popisuje dodatečné úpravy v rozdělení dílčích komponent geometrického modelu draku letounu VUT100, který byl předem upraven na základě postupu uvedeného v kapitole Kap. 2.1. Druhá část stručně popisuje použitou materiálovou náhradu reálného CFC kompozitního materiálu, z něhož jsou vytvořeny veškeré jeho kompozitové partie (společně s výpisem dalších dodatečných materiálových modelů, jež budou blíže diskutovány v kapitole Kap. 2.3.1.). Třetí, závěrečná část pak sumarizuje všechny zbylé nezbytné propriety pro ucelený popis jednotlivých variant takto vytvořeného simulačního modelu, které budou analyzovány v druhé části této kapitoly.

2.2.1 Modulární rozdělení geometrie draku

Z důvodů efektivnější a reprezentativnější přípravy různých variací finální geometrie simulačního modelu letounu VUT100 byly všechny vybrané konstrukční prvky jeho draku uzpůsobeny tak, aby je bylo možné bezproblémově a libovolně přihrávat k jeho hlavní trupové části. Kritériem pro výběr těchto modulárních prvků byla zejména jejich potenciální schopnost významného ovlivnění chování elektromagnetického pole jak v okolí letounu, tak i jeho vnitřních prostorách.

Mezi zařazené "externí" modulární části modelu patří levé a pravé křídlo, podvozková část, směrovky a ocasní části letounu. Do vnitřního prostředí jeho trupu pak byly zasazeny sedačky pilota a ko-pilota, společně s metalickým boxem systému AHRS jakožto charakteristickým reprezentantem zástavby reálné avioniky.

Ilustrační přehled všech stěžejních částí vytvořené geometrie simulačního modelu letounu VUT100, spolu s pohledem na jeho plně zastavěnou variantu s jasně definovanými materiálovými doménami, je možné pozorovat na obrázku Obr. 2.2.



Obr. 2.2 Materiálová mapa a modulární části geometrie draku letounu VUT100

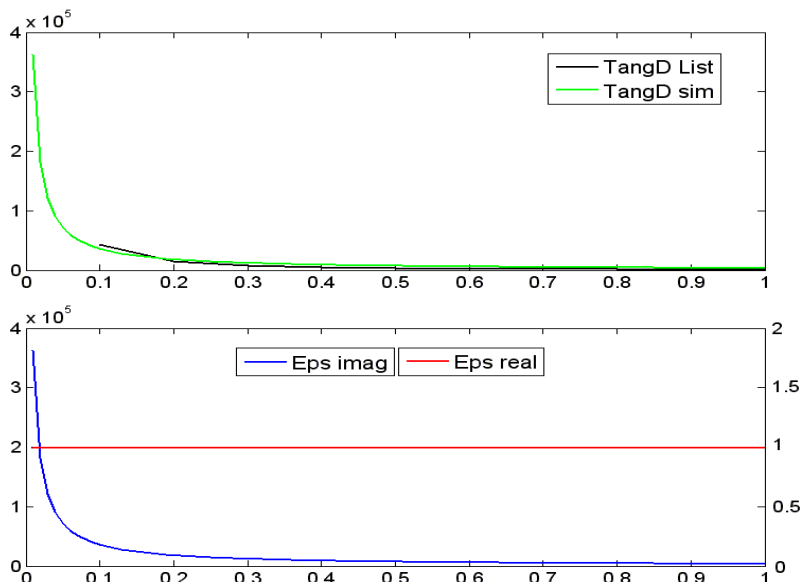
2.2.2 Příprava kompozitních náhrad pro simulace v prostředí CST MWS a PAM-CEM

Tato podkapitola velmi stručně popisuje samotnou přípravu materiálových náhrad kompozitních částí modelu letounu VUT 100 v prostředích simulačních programů CST MWS a PAM-CEM/FD (ve verzích v.2008). Bližší informace o způsobech, jakými lze vytvořit vhodné náhrady reálných kompozitních materiálů, je možné nalézt ve [104], [105], [106].

Během simulací v prostředí MWS byla jako nejvhodnější náhrada simulovaného kompozitního materiálu (GFC s ochrannou mřížkou) zvolena varianta, která byla popsána skrze tzv. "conductivity" model. Jedná se v podstatě o jednoduchý ztrátový materiálový model (SIBC), který je definován pomocí své permitivity a vodivosti dle vztahu:

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon - i \frac{\kappa}{\omega} \quad (2.1)$$

Finální chování navržené náhrady chráněného GFC kompozitu, jež byla založena na tomto typu materiálového modelu, je možné pozorovat v podobě aproximovaného ztrátového úhlu (*TangD sim*) a dílčích složek její permitivity (*Eps imag*, *Eps real*) na níže uvedeném grafu Graf 2.1. Reálné chování kompozitu je zde reprezentováno skrze experimentálně zjištěné hodnoty ztrátového úhlu (*TangD List*) [107].



Graf 2.1 Parametry homogenní náhrady kompozitu a materiálového modelu kompozitu použitého při simulacích v MWS

Z výše uvedených průběhů je zcela zřejmé, že k aproximaci chování navržené náhrady reálného kompozitu bylo použito pouze jejích samotných ztrátových vlastností. Důvodem tohoto omezení byla snaha o co největší redukci nezbytných výpočetních nároků, jež jsou s takto navrženou náhradou neoddělitelně spojeny. Mimo to, algoritmus, jenž byl použit pro vyhledávání vhodných průběhů těchto materiálových vlastností, neumožňoval souběžně měnit všechny potenciálně možné materiálové vlastnosti dané kompozitní náhradou (ε , μ a $tg\delta$). [106] což přirozeně snižovalo efektivní nalezení vhodnější kombinace nabízejících se materiálových parametrů.

Jelikož v prostředí MWS existují i další možné způsoby jak popsat frekvenčně závislý materiál v časové oblasti, byla zde provedena i analýza vlivu těchto náhrad na změnu rozložení elektromagnetického pole oproti reálnému kompozitu (kapitola Kap. 2.3.1.). Vzhledem k tomu, že v danou chvíli existovaly pouze dílčí předběžné výsledky pro porovnání těchto náhrad s reálnými měřeními, bylo nutné vytvořit věrný "referenční" model reálného

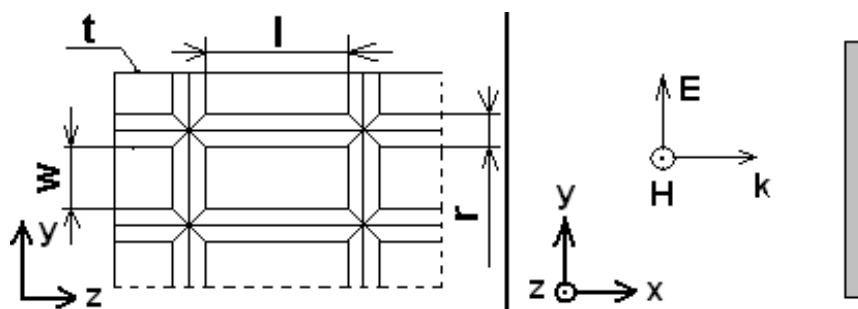
kompozitního materiálu (viz Obr. 2.5), se kterým by bylo možné tyto náhrady porovnávat z pohledu jejich účinků na chování elektromagnetického pole v blízkém okolí [107], [104].

Tento referenční model lze popsat jako kompozitní "desku" o rozměrech $0.25 \times 0.25 \text{ m}^2$ a tloušťce $t = 2 \text{ mm}$. Samotná deska je složena z kovové sítě vnořené do homogenního dielektrika. Parametry popisující tento model jsou znázorněny na Obr. 2.3 a mají následující rozměry: $r = 0.6 \text{ mm}$; $l = 2.7 \text{ mm}$; $w = 1.2 \text{ mm}$; $\epsilon_r = 2.33$ (na kmitočtu 2 GHz).

Pro analýzu vlivů homogenních náhrad (kapitola Kap. 2.3.1), byly použity simulační modely, jejichž základní nastavení je stručně popsáno v níže uvedené tabulce (viz Tab. 2.1). Vždy se jednalo o dielektrickou desku jejíž rozměry byly odvozeny z původních rozměrů referenčního modelu. Jako zdroj byla ve všech případech použita standardní lineárně polarizovaná TEM rovinná vlna, která se šířila rovnoběžně s osou x (viz Obr. 2.3; [107])

Tab. 2.1 Modely pro analýzu vlivu kompozitních náhrad typ DESKA.

Jméno modelu	CST/ PAMCEM	Náhrada/ Materiálový modul		Typ buzení úlohy	Frekvenční rozsah [GHz]	Typ použité sítě
Complex	CST	Ne	-	G.Puls	0 – 1	PBA
Conductivity	CST	Ano	Conductive (SIBC)	G.Puls	0 – 1	PBA
Debye	CST	Ano	Debye 1řádu ($t = 10\text{mm}$) st	G.Puls	0 – 1	PBA
PEC10	CST	Ano	PEC ($t = 10 \text{ mm}$)	G.Puls	0 – 1	PBA
PEC2	CST	Ano	PEC ($t = 2 \text{ mm}$)	G.Puls	0 – 1	PBA
PAM	PAMCEM	Ano	Konst. ($t = 10 \text{ mm}$)	G.Puls (lin approx.).	0 – 1	Staircase



Obr. 2.3 Parametry struktury kompozitu a nastavení buzení pro kapitolu Kap. 2.3.1.

Prostředí PAM-CEM neumožňovalo popis materiálů s proměnnou frekvenční závislostí. Z tohoto důvodu byly pro simulaci v tomto prostředí vybrány pouze takové hodnoty materiálových parametrů, které nejlépe vystihovaly chování reálného kompozitu v co nejširším frekvenčním rozsahu ($\epsilon_r = 1$ a $\tan \delta = 1058$; viz Graf 2.1 pro kmitočty 0,7 GHz).

2.2.3 Přehled simulačních úloh pro analýzu vybraných prvků konstrukce letounu v CST-MWS a PAM-CEM

Tato kapitola stručně popisuje veškeré další nezbytné parametry dílčích variant simulačního modelu VUT100, jež byly vytvořeny pro jeho analýzu v prostředí CST MWS a PAM-CEM/FD.

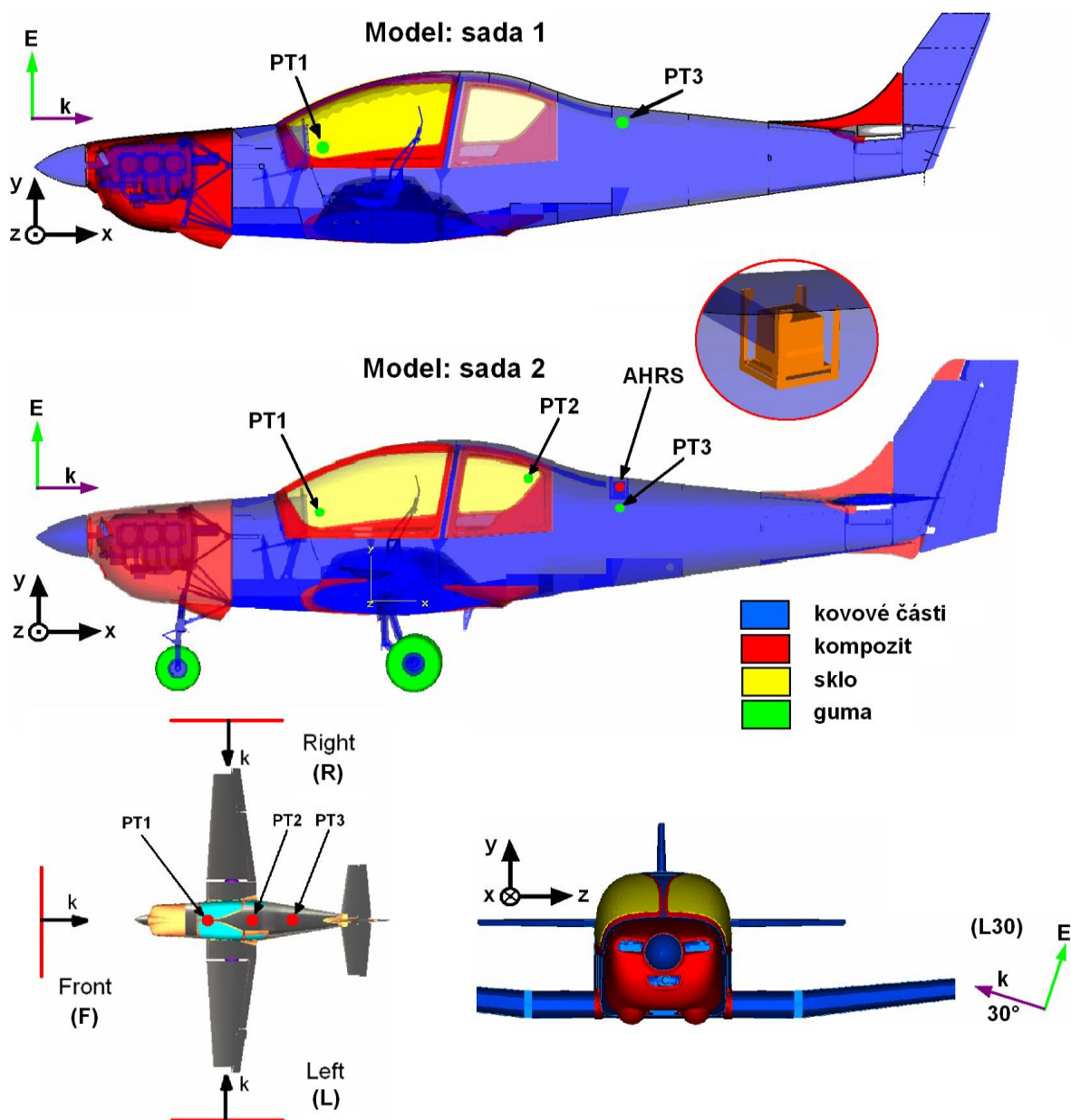
Tab. 2.2 Modely pro analýzu v MWS

Jméno modelu	Kompozity (náhrada)	Sedačky	Podvozek	Buzení	Frekvence [GHz]	Sim. sada
	Křídla	AHRS	Zem	pozice	Mesh	
REF 1	Conductive	Ano	Ne	G.puls	0,7	Sada 1
	Ano	Ne	Ne	F,L30	PBA	
REF 2	Conductive	Ano	Ano	G.Puls	0,7	Sada 2
	Ano	Ano	Ne	F	PBA	
Model 1	PEC	Ano	Ne	G.puls	0,7	Sada 1
	Ano	Ne	Ne	F	PBA	
Model 2	Ne	Ano	Ne	G.puls	0,7	Sada 1
	Ano	Ne	Ne	F	PBA	
Model 3	Conductive	Ano	Ne	G.puls	0,7	Sada 1
	Ne	Ne	Ne	F,L30	PBA	
Model 4 (4B)	Conductive (Ne)	Ne (Ano)	Ne	G.puls	0,7	Sada 1
	Ano	Ne	Ne	F	PBA	
Model 5	Conductive	Ano	Ano	G.puls	0,7	Sada 2
	Ano	Ano	Ano	F	PBA	
Model 6	Conductive	Ano	Ano	G.puls	0,7	Sada 2
	Ano	Ne	Ne	F	PBA	

Pro prostředí MWS byly vytvořeny dvě sady simulačních modelů. První sada byla použita pro ověření perspektivních náhrad kompozitních částí modelu a analýzu vlivu křídel, kompozitů a sedaček, jakžto dominantních částí vnitřního prostoru letounu, které mohou mít výrazný vliv na chování vnitřního elektromagnetického pole ve předem zvolených oblastech bodů PT1, PT2 a PT3 (viz [108]). Druhá, komplexnější sada modelů zde pak byla vytvořena k analýze vlivu zemní roviny, pozice zdroje a méně dominantních částí vnitřního prostoru letadla (vliv přístrojové zástavby), (viz Tab. 2.2).

Geometrické reprezentace obou výše uvedených koncepcí vytvořených souprav simulačních modelů je možné pozorovat na obrázku Obr. 2.4, a to společně s ilustračním znázorněním jejich jednotlivých pozic měřících bodů a použitých zdrojů buzení.

Nastavení všech příslušných parametrů simulačního modelu v prostředí PAM-CEM/FD, se odehrávalo v naprosto stejném duchu, jako v případě CST MWS. Simulační modely vytvořené v prostředí PAM-CEM (FDTD) jsou z geometrického pohledu naprosto totožné s modely, jež byly vytvořeny pro prostředí CST MWS (FIT) (je tedy zřejmé, že případné vzniklé geometrické rozdíly mezi nimi budou zapříčiněny až dílčími odlišnostmi v rámci konkrétního zpracování jejich vlastní sítě - staircase vs. PBA). Z materiálového pohledu se ovšem tyto modely liší již samotným pojetím materiálových náhrad, které zde byly použity pro co nejreálnější charakterizaci skutečného chování chráněného GFC kompozitu (jak je již uvedeno v závěru kapitoly Kap. 2.2.2, v prostředí PAM-CEM bylo nutné kompozitní materiál aproximovat pouze pomocí konstantních hodnot ϵ_r a $\tan\delta$; viz Graf 2.1).



Obr. 2.4 Typy simulačních modelů, umístění bodů měření a reprezentace pozic buzení simulační úlohy.

2.3 Analýza vlivu vybraných prvků simulačního modelu VUT100 na chování elektromagnetického pole v jeho vnitřním prostředí

Tato podkapitola je rozdělena do několika částí, které postupně popisují jednotlivé vlivy vybraných partií geometrie letounu a zjednodušených kompozitních náhrad na elektromagnetické pole uvnitř draku letounu, které zde bude reprezentováno především skrze zaznamenané chování jeho intenzity elektrického pole v předem definovaných oblastech, jež byly blíže specifikovány v předchozí části této kapitoly (viz Obr. 2.4)

Výběr zkoumaných partií v rámci připravených simulačních úloh není vůbec nahodilý. Pomocí analýzy vlivu kompozitních náhrad můžeme snáze pochopit odlišnosti v chování vytvořených materiálových substitutů kompozitu v jasně definovaném prostředí, a to bez jakýchkoliv dalších přidružených vlivů, které by mohly zkreslit vypovídací schopnost takového porovnání (jednoduchý homogenizovaný model kompozitní desky). Skrze analýzu

vlivu pozice zdroje buzení lze relativně jednoduše prezentovat vlivy geometrické nesymetrie vnitřní zástavby draku letounu a od jakých kmitočtů je třeba s nimi počítat. Analýzami geometrie křídel, zemní roviny a podvozkové části letounu dokážeme vyhodnotit citlivost elektromagnetické vazby mezi vnějším a vnitřním elektromagnetickým prostředím letadla, díky čemuž je možné i blíže nastínit možné přístupy, jak těchto vazeb využít pro redukci celkových výpočetních nároků simulace. Skrze vhodně vybrané prvky vnitřní zástavby konstrukce letounu jsme pak schopni vyhodnotit jimi způsobované změny v samotném chování elektromagnetického pole v jeho vnitřním prostředí.

2.3.1 Analýza vlivu navržených kompozitních náhrad

Vhodný popis kompozitních materiálů, jež jsou v dnešní době běžně užívány na prakticky všech menších typech letadel, je jeden z největších problémů, se kterým se můžeme setkat při definici jejich vhodné reprezentace, resp. náhrady, v rámci daného simulačního modelu. Důvodem je zejména fakt, že nevhodný popis elektromagnetických vlastností těchto náhrad může vést ke značným odchylkám mezi jejich reálným a simulovaným chováním, což může v konečném důsledku i negativně ovlivnit věrohodnost zjištěného chování celého analyzovaného modelu. Z tohoto důvodu je tato kapitola věnována rozboru různých způsobů jednoduché náhrady reálného chování těchto materiálů a analýze jejich možných vlivů na přesnost a relevantnost výsledků simulací (je vhodné také zdůraznit, že tento rozbor je zaměřen pouze na aktuální možnosti jejich náhrad, které nám nabízejí zde zvolená simulační prostředí PAM-CEM/FD a CST MWS - v.2008/2009)

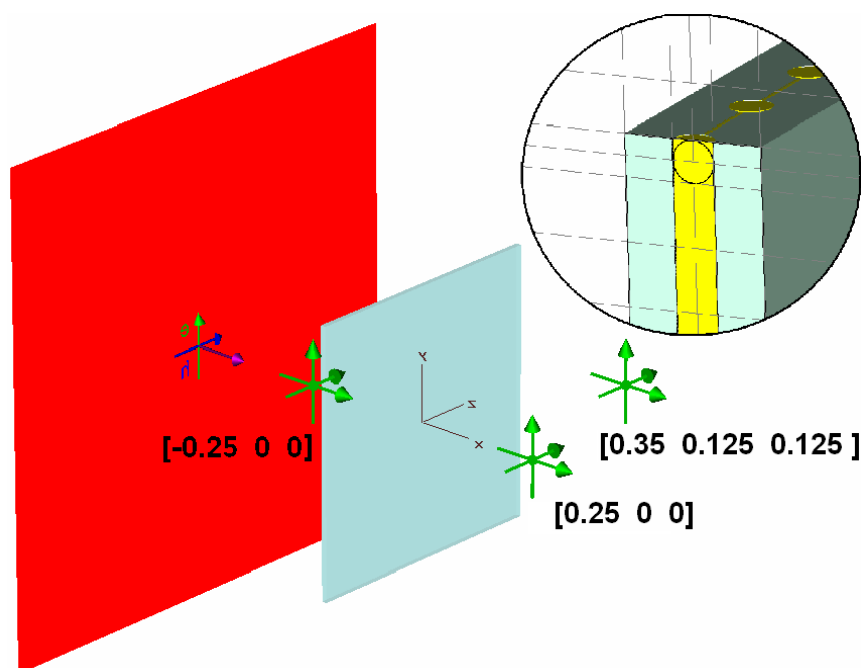
Jak již bylo naznačeno v úvodu této práce (viz kapitola Kap. 1.2.2), existuje celá řada různých způsobů, jak dosáhnout dostatečné shody mezi reálným kompozitem a jeho simulovaným protějškem. S ohledem na zde zvolená výpočetní prostředí se pro tyto účely jeví jako nejvíce perspektivní především ta varianta, kdy je aproximace reálného kompozitu realizována pomocí jedné či více vrstev homogenního dielektrika [109], [110], [111].

I tak je ovšem možné při aplikaci této filosofie náhrady kompozitu narazit na celou řadu různých problémů, jež dokážou výrazně limitovat její využitelnost v rámci analýz extrémně velkých objektů, jakým je i letadlo. Konkrétním důvodem problémů v tomto případě byla skutečnost, že ne všechny použité simulační programy disponovaly potřebnými technikami pro výpočetně nenáročnou reprezentaci extrémně tenkých materiálových vrstev (jako je například "sub-cell" modelování). Díky tomu bylo nutné nalézt dostatečně vhodné kompozitní náhrady nejenom z hlediska jejich materiálových parametrů, ale i její samotné fyzické tloušťky (pokud bychom chtěli dodržet reálnou tloušťku aproximovaného kompozitu - 2 mm, nebylo by možné díky extrémním výpočetním nárokům tyto náhrady použít při simulacích celého modelu letounu; viz Tab. 2.1), [105], [106].

Diskuze spojená s provedenou analýzou vlivu navržených kompozitních náhrad zde bude probíhat ve dvou krocích. První krok bude spočívat v porovnání vlivů jednotlivých nalezených materiálových náhrad s vytvořeným referenčním modelem reálného GFC kompozitu, jež byl již dříve popsán v kapitole Kap. 2.2.2 (jedná se o simulační model v podobě desky s rozměry $0.25 \times 0.25 \text{ m}^2$, jehož vnitřní struktura byla vytvořena tak, aby co nejvíce odpovídala reálnému složení zde analyzovaného GFC kompozitu; viz Obr. 2.5). Dalším krokem pak bude samotné zhodnocení účinků nejvhodnějších vybraných materiálových náhrad na komplexní strukturu modelu VUT100.

Jednotlivé charakteristické parametry připravených kompozitních náhrad: *Conductive*, *Debye*, *PEC* a *PAM*, je možné nalézt v tabulce Tab. 2.1, která byla uvedena v kapitole Kap. 2.2.2.

Pro všechny uvedené simulační úlohy byla jako zdroj buzení použita rovinná lineárně polarizovaná TEM vlna tvaru Gaussova pulsu v rozsahu frekvencí 0 až 1 GHz. Sledovanou veličinou je zde intenzita elektrického pole ve třech definovaných lokalitách, uvedených na obrázku Obr. 2.5.¹⁴



Obr. 2.5 Referenční simulační model - body měření (PT1 $[0.25, 0, 0]$; PT2 $[0.35, 0.125, 0.125]$; PT3 $[-0.25, 0, 0]$), orientace buzení a diskretizace komplexního modelu

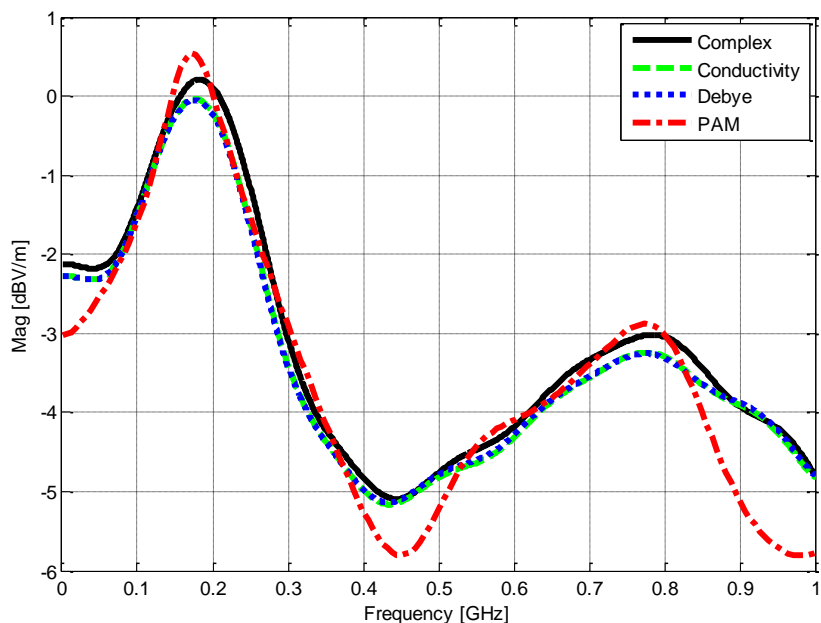
Z grafu Graf 2.2, který popisuje odezvu budící vlny na intenzitu elektrického pole v oblasti bodu PT1, lze relativně dobře vidět, že prakticky všechny vytvořené náhrady vykazují velmi podobné chování jako samotný referenční model (*Complex*), a to v celém rozsahu sledovaného frekvenčního rozsahu. Pokud tyto náhrady porovnáme z hlediska jejich stínících vlastností tak zjistíme, že nejbližšího chování v porovnání s referenčním modelem bylo dosaženo skrze ty náhrady, jež v sobě zahrnovaly frekvenčně závislé ztrátové vlastnosti aproximovaného kompozitu (*Conductive, Debye*). Výsledky dosažené v prostředí PAM-CEM jsou pak poněkud méně přesné, což je způsobeno více nepřesným popisem použité materiálové náhrady v tomto simulačním prostředí (*PAM*; konstantní ϵ_r a $\tan\delta$). S ohledem na stupeň aproximace, jenž byl u těchto materiálových náhrad použit ovšem můžeme jasně konstatovat, že všechny z nich dokážou popsat chování sledovaného pole v dané lokalitě dostatečně přesně.

Další výsledky simulací prezentované v grafu Graf 2.3 popisují porovnání komplexního modelu s *PEC* a *Conductive* náhradou. Náhrada pomocí *PEC* byla simulována s použitím naprosto stejné sítě modelu, jaká byla použita i u ostatních analyzovaných náhrad (abychom co nejvíce snížili případný vliv odlišné diskretizace sítě na rozdílech v jejich výsledném chování). Mimo to byla také použita *PEC* náhrada simulována pro dvě různé tloušťky materiálu $t = 2 \text{ mm}$ a 10 mm (*PEC 2*, *PEC10*).

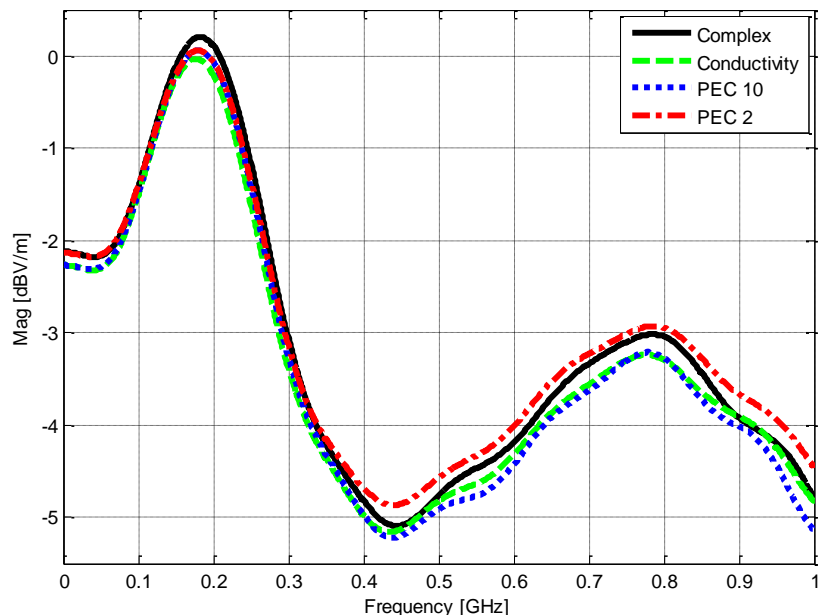
Z dosažených výsledků je zřejmé, že aproximace pomocí *PEC* a *Conductive* substitutu je v daném frekvenčním rozsahu prakticky stejná, a příliš se neliší od reálného chování

¹⁴ Skutečné porovnání vlivu kompozitních náhrad na rozložení elektromagnetického pole bylo zevrubně analyzováno ve 25 bodech a 3 řezných rovinách v okolí desky (z důvodu řádného ověření správnosti zjištěných závěrů). Ve této práci jsou ze všech těchto 25 analyzovaných bodů uváděny pouze body tři: PT1, PT2, PT3, a to pro pouhé doložení zde zjištěných závěrů.

odrazných vlastností kompozitní struktury. Příčinou této shody je zde skutečnost, že na těchto kmitočtech silně převládá vliv vodivé mřížky nad dielektrickými vlastnostmi výplně takového materiálu (sklo-laminátový kompozit s $\varepsilon_{ef} = 2.33$). Mimo to, je vhodné také zmínit, že otvory v takto husté kovové mřížce na těchto vlnových délkách nemají prakticky žádný vliv, díky čemuž se takováto struktura pro dopadající elektromagnetické pole jeví spíše jako celistvá vodivá plocha.



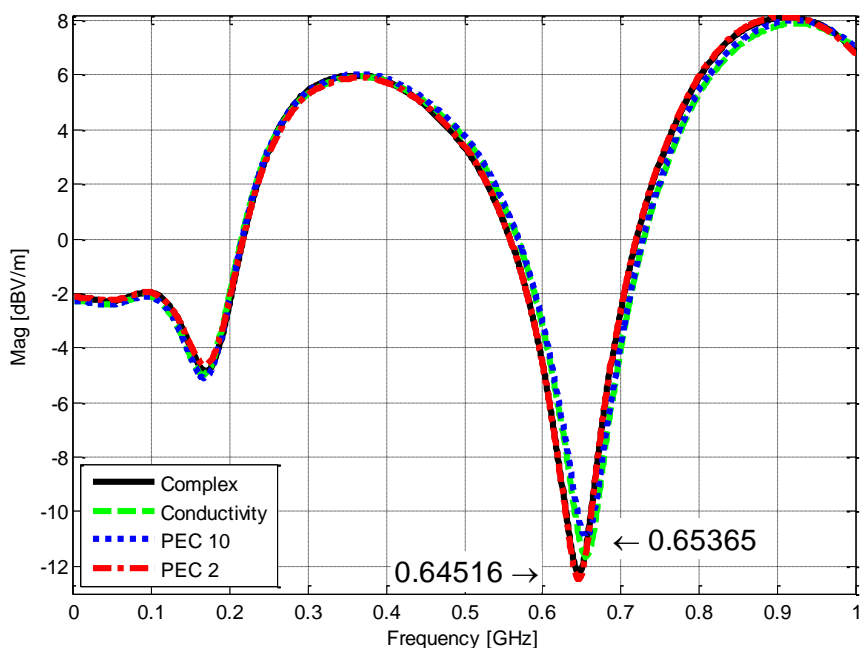
Graf 2.2 Zjištěné chování E v bodě PT1 [0.25 0 0] (Náhrady: *Cond.*, *Debye*, *PAM*)



Graf 2.3 Zjištěné chování E v bodě PT1 [0.25 0 0] (Náhrady: *PEC10*, *PEC2*)

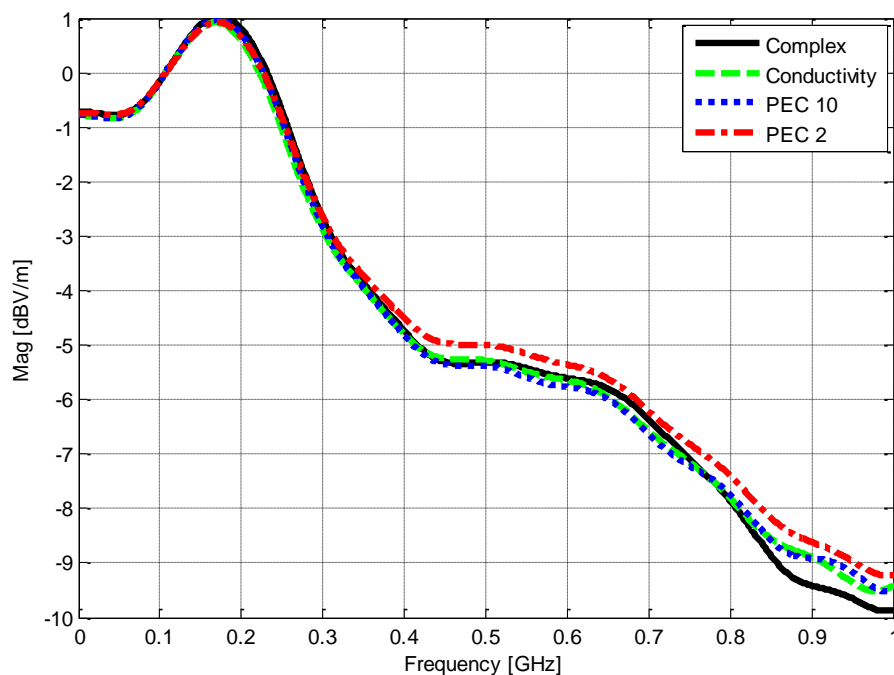
Další důležitou a logickou skutečností je, že největší odchylku od reality zde způsobuje zvýšená tloušťka použité náhrady oproti realitě ($t = 10$ mm; *PEC10*, *Conductive*). Pokud ovšem nahradíme reálný kompozit obyčejnou deskou z PEC materiálu o stejné tloušťce jakou má samotný reálný kompozit, chyba takovéto aproximace se ještě sníží (viz Graf 2.3, Graf 2.4; *PEC 2*). Tuto skutečnost je pak možné relativně dobře pozorovat na výsledcích, jež jsou uvedeny v příloženém grafu Graf 2.4, kde lze jasně rozeznat charakteristický vliv zvětšené

tloušťky materiálu na odraženou vlnu. Tyto výsledky pak v rámci analyzovaného vzorku chráněného GFC kompozitu jasně dokazují, že změna tloušťky vytvořené náhrady by mohla v obdobných případech způsobit registrovatelný posun v celkovém rozložení minim a maxim intenzit sledovaného elektromagnetického pole ve specifických oblastech vnitřního prostoru letadla (malé polouzavřené prostory, jako je například oblast za avionickým panelem, který je běžné celou svou vrchní částí chráněn různými druhy kompozitových překrytů).



Graf 2.4 Zjištěné chování E v bodě PT3 [-0.25 0 0] (Náhrady: *Cond.*, *PEC10*, *PEC2*)

Poslední z výsledků diskutujících dílčí jednoduché náhrady analyzovaného kompozitu jsou uvedeny v grafu Graf 2.5 a představují zjištěnou intenzitu elektrického pole za ozařovanou deskou na pozici PT2. Pokud porovnáme dosažené výsledky mezi body PT1 a PT2 zjistíme, že z pohledu bodu PT2 deska vykazuje podstatně vyšší "stínící" schopnosti, než by se na první pohled dalo očekávat (bod PT2 je svou pozicí podstatně blíže okraji analyzovaného modelu desky, díky čemuž se dá v rámci prvních úvah usuzovat spíše na vyšší úroveň pole v této oblasti). Důvodem tohoto úvodního nesouladu uvedeného předpokladu je skutečnost, že se přibližně od kmitočtu 450 MHz začíná výrazněji projevovat ve sledovaných výsledcích zpětné vyzařování této desky do okolního prostoru, jenž je přirozeně zapříčiněno jejím vlastním rezonančním chováním. Pokud bychom tedy zjišťovali, kterým směrem je tento jev nejvíce patrný, zjistili bychom, že tato deska přirozeně vyzařuje nejlépe ve směru zvoleného bodu PT1 (viz Obr. 2.5). Tento relativně složitý popis výsledného chování sledovaného pole v okolí simulovaného modelu jednoduché desky nás poté konečně dovádí i ke končnému poznání, že použité kompozitní náhrady významněji neovlivňují ani samotné chování desky jakožto sekundárního zdroje záření.

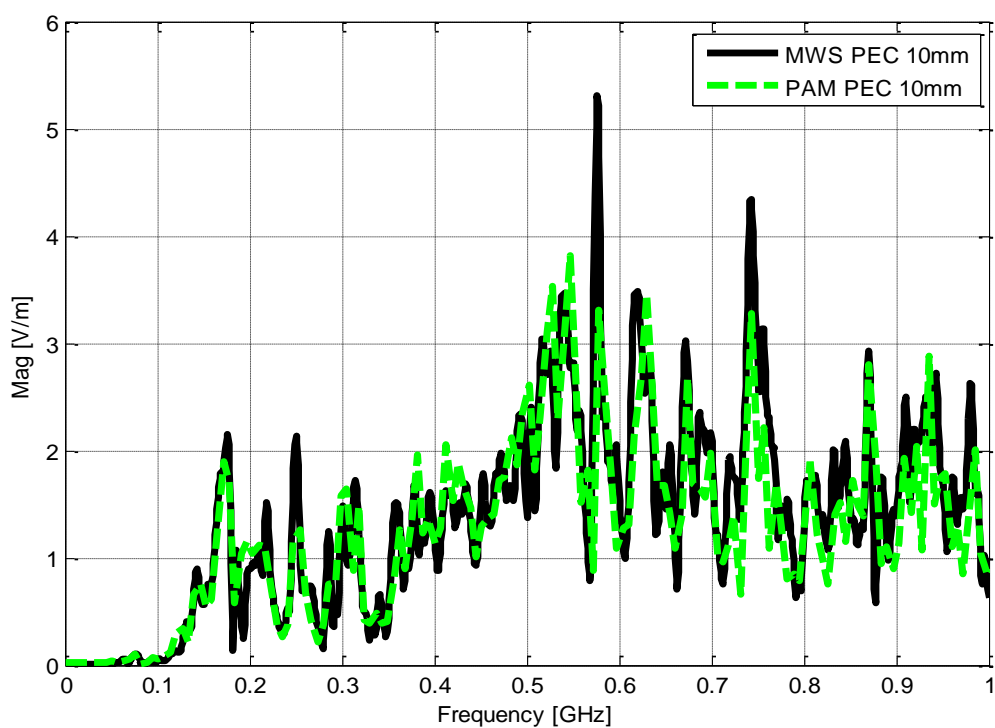


Graf 2.5 Zjištěné chování E v bodě PT2 [0.35 0.125 0.125] (Náhrady: Cond., PEC10, PEC2)

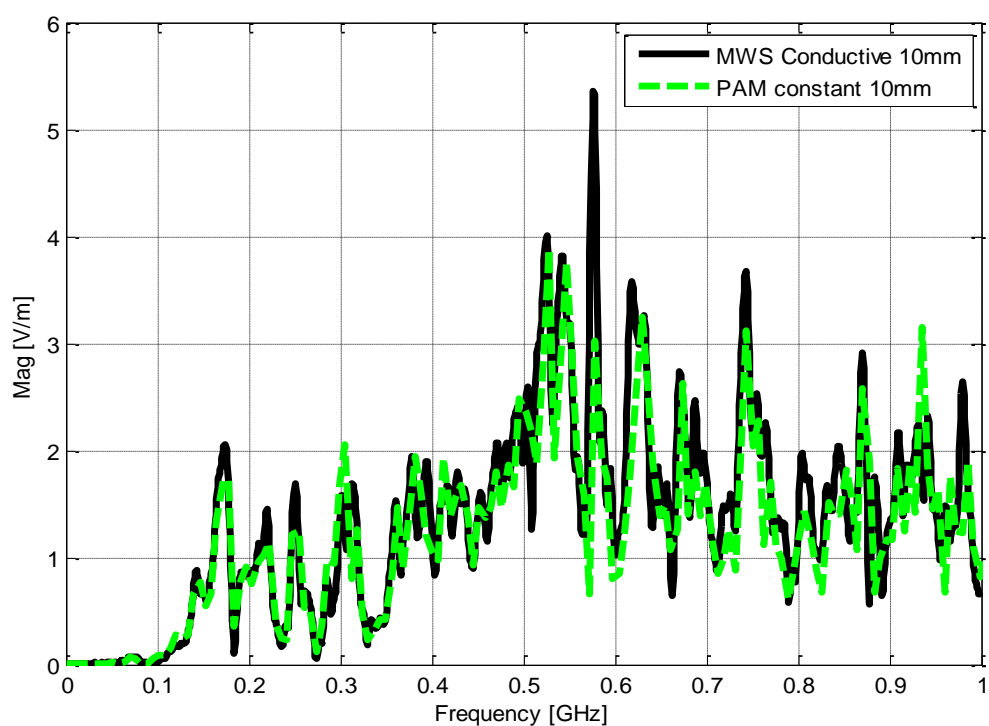
Na prezentovaných grafech Graf 2.6, Graf 2.7 můžeme pozorovat finální porovnání dosaženého chování intenzit elektrického pole v bodě PT1 pro vytvořený komplexní model letounu VUT100, který je blíže popsán v kapitole Kap. 2.2.3 (Obr. 2.4, Tab. 2.2: sada 1). Jak lze vidět, dosažené výsledky obou programů si jsou velmi podobné, a to i navzdory výrazně odlišnému a zejména extrémně zjednodušenému charakteru použitých náhrad, jimiž byly popsány jejich kompozitní partie.

Potvrzení tohoto pozorování je možné spatřovat i v celkovém porovnání rozložení jejich intenzit elektrického pole v hlavních řezných rovinách letounu VUT100, které je uvedeno na obrázku Obr. 2.6 (Jednotlivé varianty uvedených simulačních modelů se mezi sebou liší pouze zvolenými druhy kompozitních náhrad, jež zde byly diskutovány na modelu kompozitní desky: *PEC2*, *Cond.*).

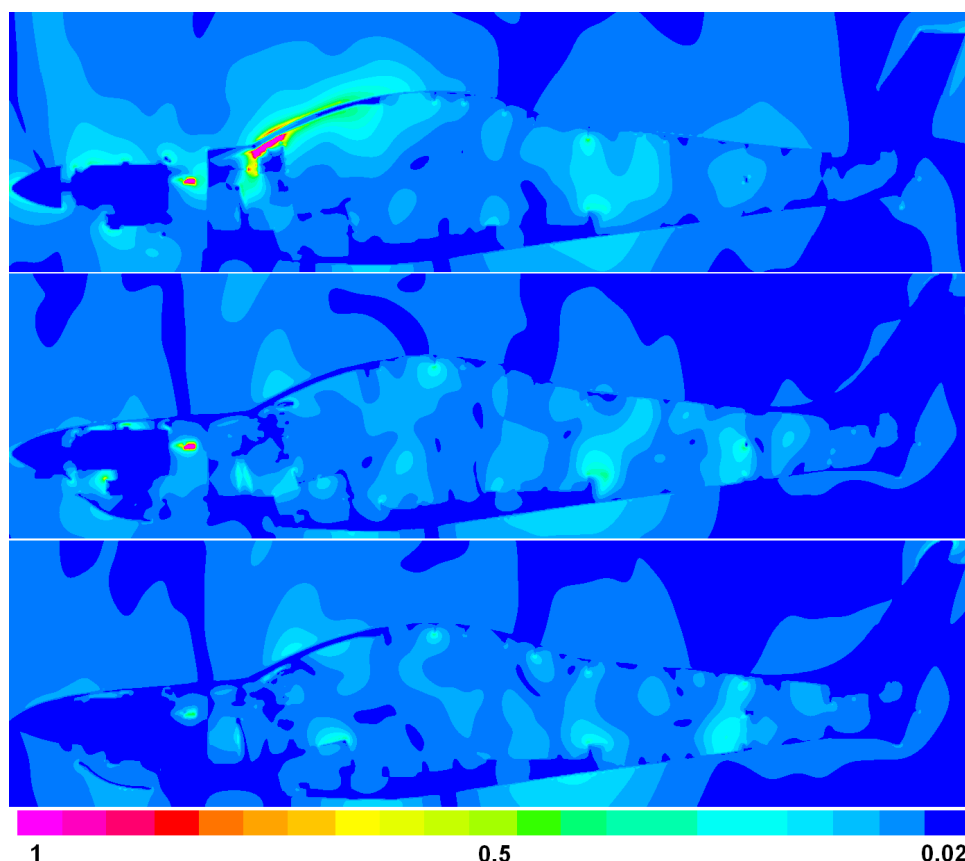
Z prezentovaného chování uvedených simulačních variant modelu VUT100 na tomto obrázku si je také možné uvědomit, že ačkoliv mohou být stínící schopnosti zde vytvořených náhrad reálného kompozitu ne zcela realistické, stále nám mohou poskytnout alespoň orientační představu o účincích obdobných druhů kompozitních materiálů (chráněné GFC, CFC, apod.), a to v relativně širokém frekvenčním rozsahu, jenž je principiálně limitován pouze poměrem mezi fyzickými parametry kompozitu a vlnovou délkou analyzovaného problému (dolní mez je limitována hloubkou vniku a tloušťkou vodivé vrstvy kompozitu, horní je zase limitována fyzickými parametry jeho příčné vnitřní struktury). Pokud bychom tedy stínící účinky reálných kompozitních struktur v simulačních modelech zcela zanedbali, je velmi pravděpodobné, že námi získané výsledky z takového simulačního modelu by dosahovaly ještě větších odchylek od jeho reálného chování, než jakých by bylo dosaženo za pomoci zde diskutovaných zjednodušených náhrad.



Graf 2.6 Elektrická intenzita pole v bodě PT1 (Porovnání: MWS vs. PAM-CEM pro náhrady *PEC*)



Graf 2.7 Elektrická intenzita pole v bodě PT1 (Povornání: MWS vs. PAM-CEM pro náhrady *Cond.* a *PAM*)



Obr. 2.6 Rozložení intenzity elektrického pole v hlavní rovině letounu VUT100: bez kompozitů (horní), *PEC2* náhrada (střed), *Cond. (SIBC)* náhrada (dolní)

2.3.2 Analýza vlivu nesymetrie modelu, pozice zdroje záření a vnitřního prostoru trupu modelu

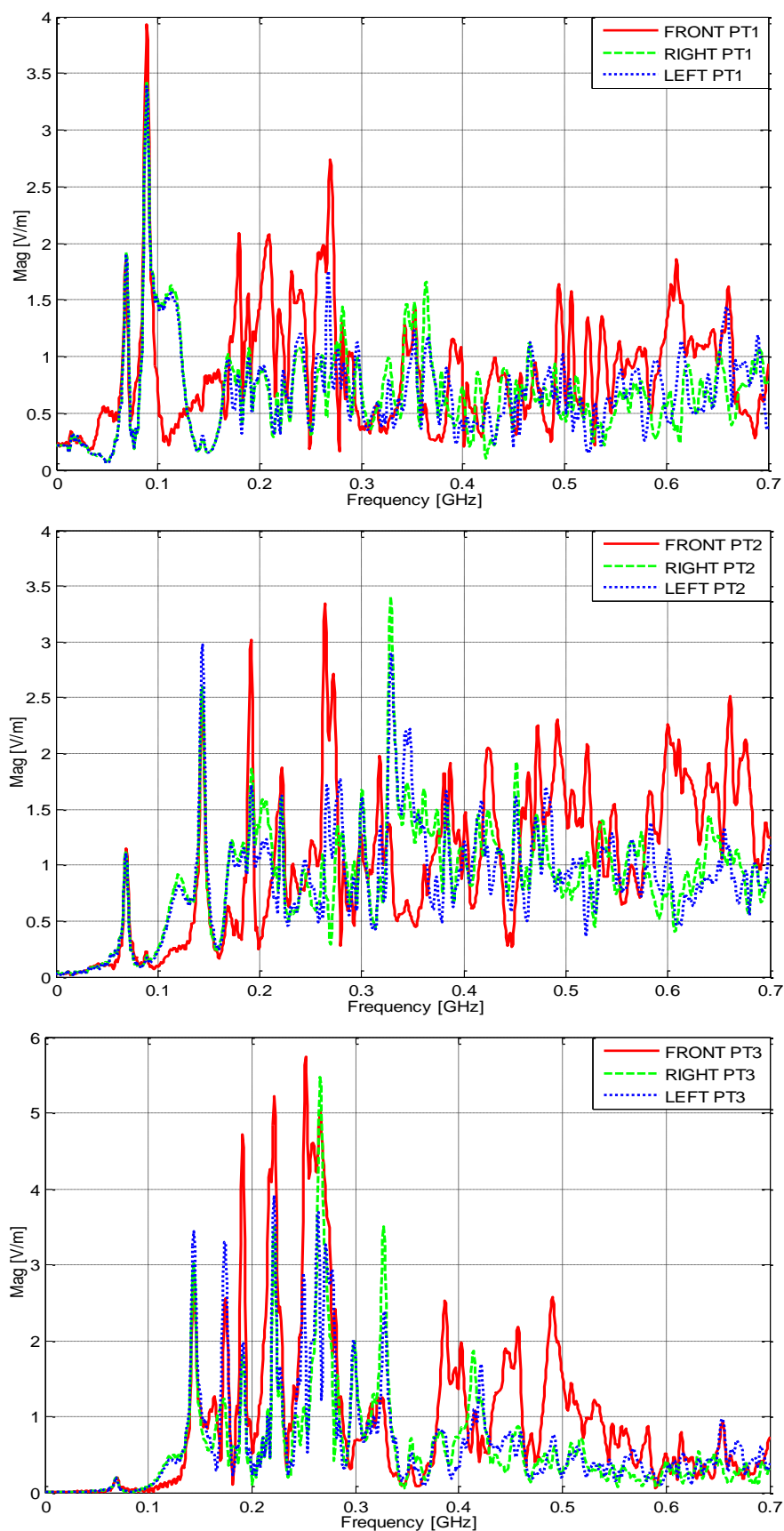
V této části kapitoly bude blíže prostudován vliv nesymetrie geometrie letadla (zde s ohledem na hlavní osu letounu), vliv pozice zdroje záření a vliv charakteristických rozměrů dutiny trupu letounu na rozložení elektromagnetického pole uvnitř trupu letadla. Pro jejich analýzu byly mimo jiné použity i výsledky z níže uvedených grafů (viz Graf 2.8), které popisují rozložení intenzity elektrického pole ve třech bodech měření popsanych na obrázku Obr. 2.4 (*model:sada2*).

Začněme vlivem těch částí modelu, jež způsobují jeho nesymetričnost.¹⁵ Jak lze z prezentovaných výsledků vidět, zjištěné úrovně a rozložení elektromagnetického pole uvnitř letounu pro obě prezentované varianty bočního buzení modelu rovinnou vlnou v bodech *PT1*, *PT2* a *PT3* vykazují prakticky totožné chování, a to přibližně až do 300 MHz (varianty "*left*" a "*right*", viz Obr. 2.4, Tab. 2.2). Z tohoto chování je tedy zřejmé, že vlivy nesymetrických částí analyzovaného modelu a pozice zdroje záření nejsou na těchto frekvencích nijak významné.

Na vyšších kmitočtech (od 300 MHz výše) jsou již ovšem rozdíly mezi těmito variantami patrné a lze zde pozorovat jak změny ve velikostech sledovaných úrovní intenzit elektrického pole, tak i změny v jejich rezonančním chování. Tyto rozdíly už pak přičíst na vrub těmto částem geometrie bezesporu lze, a důvod nárůstu jejich vlivu je možné spatřovat zejména v jejich samotných fyzických rozměrech, které na těchto vyšších kmitočtech začínají

¹⁵ Všechny části geometrie jenž způsobují nesymetričnost modelu jsou součástí vnitřního prostoru trupu modelu letadla. Analýza asymetrie modelu z pohledu jeho vnějších částí nemá u modelů letadel v drtivé většině případů ani logické opodstatnění (vnější tvar letounu je v zásadě vždy symetrický).

být srovnatelné s vlnovou délkou okolního elektromagnetického pole (oblast rezonancí těch částí geometrie modelu, které způsobují jeho asymetričnost).



Graf 2.8 Celková intenzita el. pole v bodech PT1, PT2 a PT3 pro model2

Je zde dobré také podotknout, že vhodnost začlenění těchto nesymetrických prvků do geometrie samotného simulačního modelu závisí především na jejich geometrické reprezentaci a kontextu vůči tomuto modelu, analyzovaném rozsahu kmitočtů a cíli dané analýzy. Z pohledu tohoto druhu partií letounu je tedy nutné při jejich posuzování brát na zřetel především jejich vazbu s okolím (jejich velikost, umístění, spojení s modelem a materiálové složení). Z hlediska analyzovaného rozsahu kmitočtů je zase nutné brát ohled na jejich charakteristické rozměry, a z pohledu samotných cílů analýzy je nutné zhodnotit velikost jejich možné interakce s ohledem na analyzovanou cílovou oblast, charakter sledované veličiny a procesy s ní spojené (například pro analýzu povrchových proudů na vnější části trupu letadla na nízkých kmitočtech nebudou nesymetrické prvky vnitřní zástavby letadla příliš důležité).

Vliv změny pozice budícího zdroje vůči geometrii modelu můžeme jasně pozorovat při porovnání ozáření letounu zepředu (varianta "*front*") s předchozími dvěma variantami ("*left*", "*right*"). V tomto případě si lze všimnout, že zde dochází ke zvýšení úrovně intenzit elektrického pole ve všech sledovaných lokalitách uvnitř modelu. Tento jev je možné vysvětlit zesílením elektromagnetické "vazby" mezi vnějším a vnitřním prostředím, a to zejména na vyšších kmitočtech (zhruba od 200 MHz).

Zmíněnou "vazbou" je zde v podstatě myšlen souhrn všech dílčích příspěvků, které přispívají k celkovému přenosu elektromagnetické energie z okolí modelu letounu do jeho vnitřního prostředí a naopak. Z logiky věci je také zřejmé, díky měnícím se poměrům příspěvků jednotlivých procesů, které se na přenosu elektromagnetické energie v danou chvíli podílejí,¹⁶ že je tato vazba silně závislá zejména na parametrech vzdáleného zdroje (orientace vůči geometrii, polarizace, časový průběh budícího signálu), na geometrii analyzovaného modelu, vzájemném elektrickém propojení jeho dílčích částí, materiálových vlastnostech jak kovových tak i nekovových částí modelu (skla, kompozitní části apod.) a v určitých případech i na topologii analyzované kabeláže [112],[113].

Z průběhů intenzit elektrického pole prezentovaných v grafu Graf 2.8 lze také zřetelně sledovat určitou konzistentnost v charakteru a rozložení jejich rezonančních kmitočtů, a to zejména na nižších kmitočtech (cca. do 300 MHz). Tento jev je způsoben samotným charakterem vnitřní dutiny (zejména jeho rozměry, tvarem a umístěním vazebních otvorů), který definuje její přirozené módy (vlastní rezonance dutiny). V oblastech těchto rezonancí lze poté očekávat nejsilnější úroveň intenzit elektromagnetického pole ve vnitřním prostředí trupu letounu. Mimo to, jak je též zřejmé z uvedených grafů, se tento jev silně projevuje pouze na těch kmitočtech, kdy je ještě vlnová délka elektromagnetického pole srovnatelná s významnými rozměry vnitřní dutiny (nižší vidy). Jakmile je ovšem vlnová délka několikanásobně menší než většina vnitřních partií konstrukce letounu, velikost intenzit elektromagnetického pole začne být vlivem vyšších vidů uvnitř takovéto dutiny z pohledu prostorového rozložení pole čím dál více homogenní [114]¹⁷.

Z toho vyplývá následující:

¹⁶ Mezi nejvýznamnější zástupce těchto procesů patří například difúze magnetického pole skrze stěny trupu letounu (velmi nízké kmitočty; maximálně stovky kHz - tak nízké kmitočty v tomto případě ovšem nelze relevantně posoudit), indukované proudy tekoucí po hranách apertur a proudy indukované/vyzařované vnější kabeláží a anténami (kmitočty srovnatelné s geometrií dané struktury; stovky MHz až jednotky GHz), nebo přímý průchod elektromagnetického vlnění skrze dostatečně velké otvory (extrémně vysoké kmitočty).

¹⁷ Homogenita tohoto prostředí je pak už narušena pouze dílčími prvky vnitřní zástavby letounu, které, díky svým rozměrům, mohou částečně toto homogenní prostředí ovlivnit, a to zejména ve svém bezprostředním okolí. V případech kdy analyzujeme letoun přibližně nad cca 5 GHz, již začínají celovlnné řešiče elektromagnetického pole, jako je FDTD a FIT, ztrácet svůj smysl a začínáme používat metody asymptotické (GO, Ray-Traceing, apod.), nebo vztahů ze STEM (STatistical ElectroMagnetics; např. PWB).

- Na nízkých kmitočtech, kdy má dopadající elektromagnetické pole vlnovou délku podstatně větší než jsou rozměry dutiny, je vnitřní prostředí určeno zejména největšími vazebními otvory a povrchovými proudy tekoucími po vnějším trupu letounu, jenž ho mohou ovlivnit buďto vodivou vazbou nebo pomocí difúze (skin effect, kvazistatické elektromagnetické pole).
- Na kmitočtech, jejichž vlnové délky jsou srovnatelné s vnitřními rozměry dutiny trupu letounu je vnitřní elektromagnetické prostředí nejsilněji určeno samotnými charakteristickými módy této dutiny. Tyto frekvenční oblasti jsou pak z pohledu EMC nejvíce nebezpečné, jelikož výsledné zformované elektromagnetické pole zde může lehce dosáhnout i několikanásobků vnějšího budícího pole.
- Na vysokých kmitočtech, které mají vlnovou délku mnohonásobně menší než jsou fyzické rozměry samotné dutiny trupu letounu či v ní obsažených významných geometrických prvků (např. sedačky, cca. 5GHz a výše), již můžeme označit její vnitřní prostředí - s určitou mírou nepřesnosti - za homogenní. V tomto případě pak má nejsilnější vliv na vnitřní prostředí zejména orientace pozice zdroje a jeho vlastnosti (např. polarizace apod.).

Všechny výše uvedené poznatky o chování vnitřního prostředí modelu můžeme s výhodou zužít jak při samotném návrhu ochrany letounu před účinky HIRF polí, tak i jeho testových měřeních. Lze tak například snadno nalézt nejkritičtější pozici a vlastnosti potenciálního elektromagnetického zdroje rušení letounu,¹⁸ nebo s jejich pomocí můžeme lépe navrhnout nejvhodnější rozložení citlivých elektronických prvků vnitřní zástavby letounu.

2.3.3 Analýza vlivu křídel letounu

V této části kapitoly bude zkoumán vliv křídel letounu, jakožto nejvýraznější externí geometrické části letounu, a jeho vliv na vazbu mezi externím a interním elektromagnetickým prostředím letadla.

Křídla letounu mohou mít zejména dvojí vliv na chování externího elektromagnetického pole:

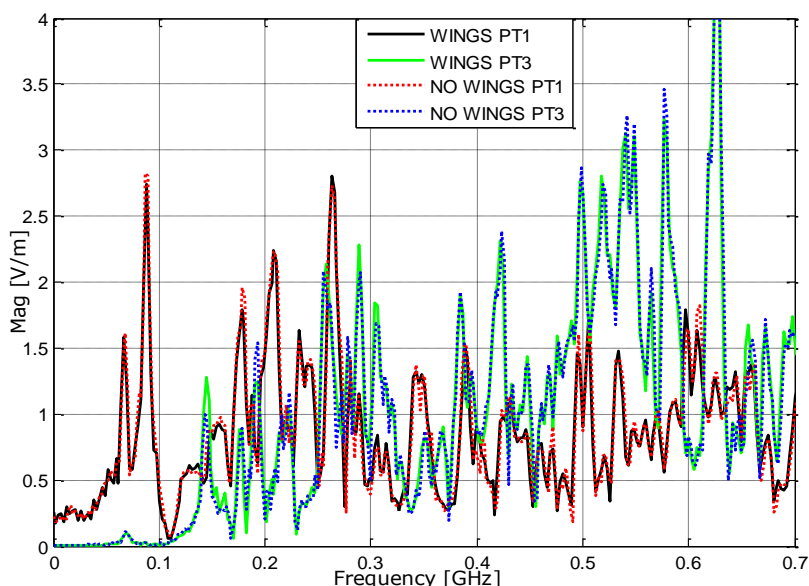
1. Na nízkých kmitočtech tvoří významnou část celkové geometrie letounu, jež definuje přirozené rezonanční módy a frekvence charakterizující odezvu draku na externí EMP (mluvíme zde o frekvencích zhruba v rozsahu jednotek až desítek MHz v závislosti na typu letadla).[115]
2. Na vysokých kmitočtech, kde jsou jejich rozměry mnohonásobně větší než délka dopadající vlny externího pole, mohou způsobit značné zesílení / zeslabení vazby mezi vnějším a vnitřním prostředím letounu. V letectví jsou nejčastěji obdobné účinky popisovány jako tzv. "Shadowing Effect", kdy je ztráta komunikace mezi pozemním stanovištěm a letounem zapříčiněna samotným manévrováním letounu - jedna z jeho částí brání jejich přímému spojení [116]; tento jev je kritický zejména na kmitočtech v řádu jednotek GHz a výše a běžně se řeší zdvojením pozic pro příjem tohoto signálu).

Z výše uvedených poznatků je tedy jasné, že geometrie křídel má zásadní význam při analýze chování letounu během jeho ozáření vnějším zdrojem elektromagnetického pole. Na druhou stranu zde ovšem existují i situace, zejména na vyšších kmitočtech (viz výše zmíněný bod 2), kdy lze křídla a jim podobné geometrické části letounu v simulačním modelu

¹⁸ Určitý obecný trend, odkud se dá očekávat nejsilnější vazba letounu s vnějším polem, lze odhadnout i z vyzářovacích vlastností modelu (v případě zjištění nejkritičtější polohy budící antény externího pole, stačí úlohu obrátit a sledovat, ve kterém směru geometrie modelu nejsilněji vyzářuje do venkovního prostředí).

zanedbat, aniž by jejich absence způsobila výrazné odchýlení analyzovaného simulačního modelu od reality. Jako názorný příklad může například sloužit případ analýzy odezvy vnitřního prostředí letounu na vnější elektromagnetické pole v případě jeho čelního ozáření (viz Graf 2.9).¹⁹

Z grafů uvedených na obrázcích Graf 2.9 a Graf 2.10 lze vidět, že při vhodné orientaci letounu vůči dopadající rovinné vlně nemá vliv křidel na výsledky sledované ve vnitřní části letounu prakticky žádný vliv (viz Tab. 2.2, Obr. 2.4 - *model:sada2*). Tento jev je způsoben již zmiňovanou vazbou mezi externím a interním elektromagnetickým polem letounu, kdy v případě ozáření letounu zepředu geometrie křidel neovlivní žádným výrazným způsobem elektromagnetické pole v okolí POE²⁰, která charakterizují vazbu mezi těmito prostředími, díky čemuž pak má tato geometrie zanedbatelný vliv i na elektromagnetické pole, které sledujeme uvnitř letadla. Tato skutečnost nám poté umožňuje efektivně zredukovat výpočetní oblast pouze na ty části geometrie modelu letounu, které vliv na tyto oblasti mají a snížit tak i potřebné nároky na jeho celkovou simulaci. V těchto případech tak tedy můžeme dosáhnout redukce výpočetních nároků až ve výši 2/3 z původního stavu, které pak můžeme využít například ke zvýšení přesnosti popisu modelu v jeho kritických oblastech, nebo pro zvýšení hranice maximálního možného použitelného kmitočtu dané simulační úlohy [117].

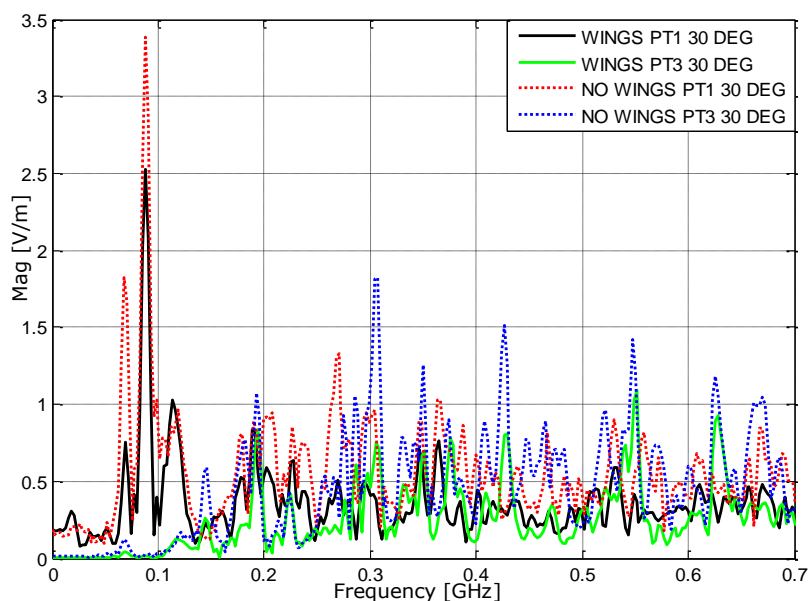


Graf 2.9 E v bodech PT1 a PT3 pro model1 s křídly a bez nich - ozáření zepředu

Jak již ovšem bylo naznačeno výše, tento jev nelze využít za všech situací. Vlivy dílčích částí geometrie modelu jsou závislé na mnoha různých okolnostech, jež souvisejí s nastavením aktuálních podmínek simulace, a proto jej nelze využívat bez důkladné znalosti jejich dopadu na danou simulaci. Jako důkaz zde můžeme například uvést vliv geometrie křidel při změně pozice zdroje buzení do polohy 30° pod levým křídlem (viz Graf 2.10, Obr. 2.4 - pozice buzení *L30*).

¹⁹ Pokud účinek povrchových proudů na křídlech letounu výrazně neovlivní charakter rozložení povrchových proudů tekoucích po trupu letounu a pokud zanedbání křidel nepřispěje k výrazné změně chování vazeb charakterizujících buzení vnitřního prostoru letounu

²⁰ POE - tzv. Points Of Entry. Jedná se o označení oblastí předpokládaného průniku elektromagnetického pole do vnitřního prostředí modelu (nebo naopak).

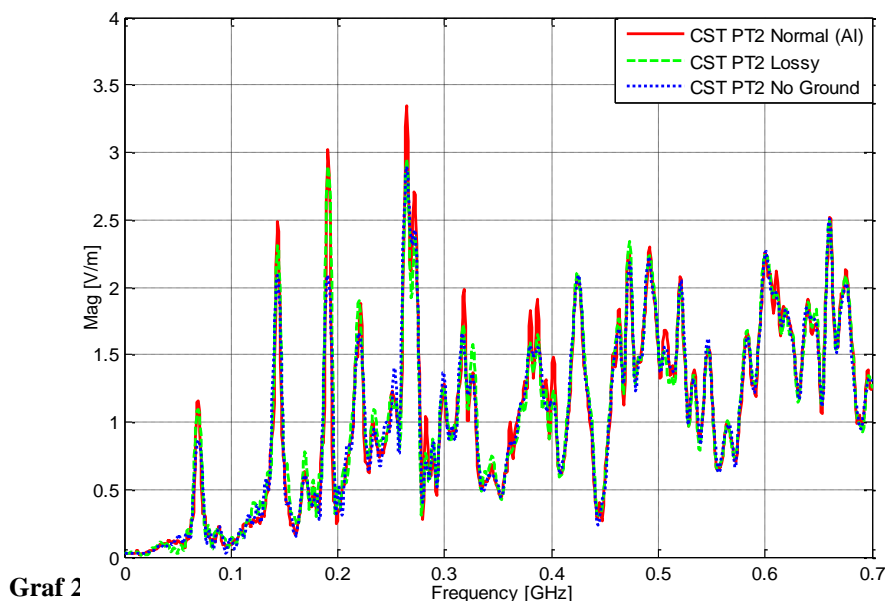


Graf 2.10 E v bodech PT1 a PT3 pro model I s křídly a bez nich - ozáření z boku

Z výsledků průběhu grafů v Graf 2.10 je poté jasně patrné, že při této orientaci dopadající rovinné vlny na model letadla už vliv křídla zanedbat nelze, aniž bychom se nedopustili výrazného odchýlení dosažených výsledků od reality. V této pozici můžeme také velmi zřetelně vidět stínící efekt způsobený tímto křídlem, které nyní brání přímému dopadu elektromagnetického pole do oblasti kokpitu, odkud se dá čekat nejsilnější vazba s vnitřním prostředím trupu letounu (přibližně od 200 MHz pro bod PT1 a od 300 MHz pro bod PT3).

2.3.4 Analýza vlivu podvozku letounu

Další významnou otázkou je vliv zemně na vnitřní elektromagnetické prostředí trupu letounu s ohledem na zvolenou polarizaci budícího zdroje. Tento vliv je zde zkoumán zejména z pohledu její vazby s podvozkovou částí modelu letadla a dalšími významnými POE, které mohou být změnou rozložení externího elektromagnetického pole výrazně ovlivněny (v předchozích částech kapitoly je letadlo analyzováno v otevřeném prostoru). Vliv vlastností země je analyzován převážně v prostředí MWS, neboť v době prováděné analýzy poskytovalo daleko větší variabilitu, než tomu bylo u simulací v prostředí PAM-CEM, kde nebylo možné do výpočtu zahrnout ztrátové vlastnosti analyzované zemní roviny (nebylo zde možné použít variantu ztrátové země v kombinaci s buzením rovinnou vlnou. Použití ztrátové země bylo v prostředí PAM-CEM ve verzi 2008 podmíněno použitím PML okrajových podmínek, ty ovšem zase bránily použití rovinné budící vlny).



Graf 2

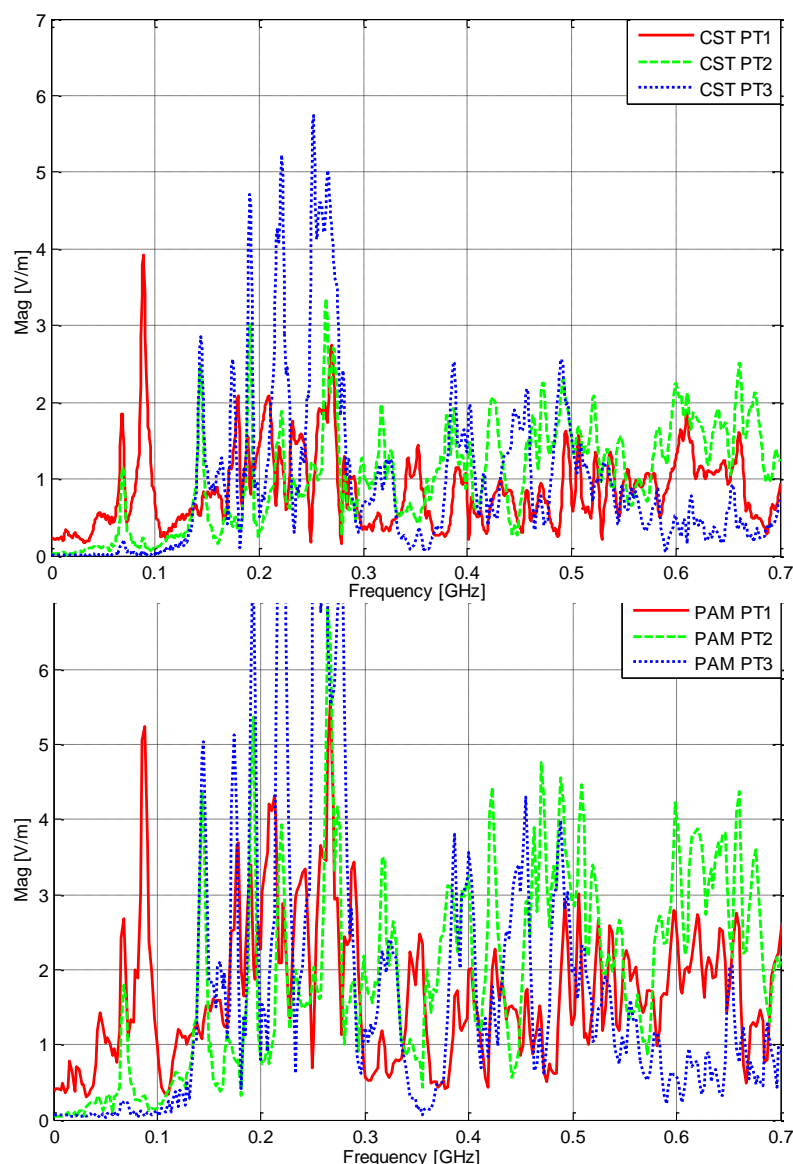
V MWS byla provedena analýza dvou různých variant zemí s odlišnými ztrátovými vlastnostmi u modelu č. 5, které jsou na výše uvedeném obrázku porovnány s variantou bez zemní roviny (model *REF2*; viz Graf 2.11; Tab. 2.2). Zemní rovina s označením "Normal (Al)" měla vodivost hliníku (37,2 MS/m), zem značená jako "Lossy" měla vodivost 0,001 S/m (obyčejná půda). Vliv permitivity zde nebyl zohledněn z důvodu příliš velkých HW nároků na analyzovaný model (běžně se relativní permitivita půdy v případě obdobných simulací pohybuje mezi hodnotami 4 - 8, v závislosti na jejím typu a konkrétním účelu analýzy).

Z výsledků je patrné, že vliv této země nemá v případě její aproximace pouhou změnou vodivosti v bodě PT2 příliš velký vliv na vnitřní elektromagnetické prostředí modelu letadla (obdobných výsledků bylo dosaženo i v ostatních měřených oblastech). Hlavní možné příčiny neschopnosti zemní roviny a změn jejích parametrů výrazněji ovlivnit chování elektromagnetického pole vnitřního prostředí trupu modelu při jeho simulacích jsou v tomto případě následující:

- Nedochází k výraznému ovlivnění vazeb mezi vnitřním a vnějším prostředím modelu letounu - při podrobném přezkoumání spodních partií modelu letadla nebyly nalezeny žádné nechráněné otvory a štěrby, které by mohly výrazněji přispět k přenosu elektromagnetického pole do vnitřního prostředí letounu (jediné významnější otvory v oblasti spojení křídel s trupem byly zcela zakryty stíněnými kompozitními krytkami).
- vysoká vodivost trupu modelu, společně s charakterem a směrem šíření rovinné budící vlny použité při analýze - vertikální polarizace (viz Obr. 2.4, kapitola Kap. 3.1.2.1)²¹.

Výsledky průběhů intenzit elektrického pole ve všech třech sledovaných oblastech jsou pro oba použité simulační programy prezentovány v níže uvedených grafech (viz Graf 2.12).

²¹ Vysoká vodivost trupu efektivně zabráňuje průniku elmag pole do vnitřního prostoru letadla skrze stěny trupu letounu (PEC materiál). Budící rovinná vlna, díky svému charakteru a orientaci vůči analyzovanému modelu, zase není příliš ovlivněna samotnou zemní rovinou a jejími ztrátovými vlastnostmi. Je tedy pravděpodobné, že použitím lepší aproximace půdy (začleněním vlivu ϵ_r) nebo změnou polarizace vlny by došlo k výraznějším odchylkám; viz kapitola Kap. 3.1.2.2



Graf 2.12 Průběh E v bodech PT1, PT2 a PT3 s dokonale vodivou zemí v prostředí CST (horní) a PAM-CEM (dolní)

Při porovnání těchto výsledků si lze snadno povšimnout výrazně vyšších úrovní intenzit elektrického pole v prostředí PAM-CEM. Z jejich vzájemného porovnání je ovšem zřejmé, že zde nedošlo k ovlivnění vnitřního rozložení elektromagnetického pole jako takového, ale pouze k výraznému zesílení buzení vnitřního prostředí trupu vlivem silnějšího externího pole (viz Graf 2.12, Graf 2.13 a Graf 2.14).

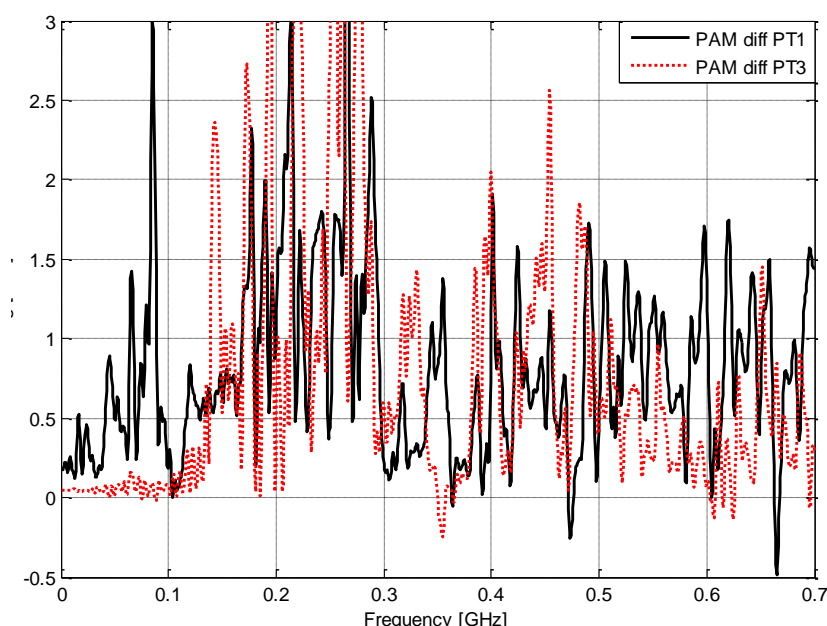
Toto tvrzení lze lehce doložit jak pomocí zjištěného chování průběhu okamžitých odchylek úrovní dosažených intenzit polí mezi CST a PAM-CEM prezentovaných na grafu Graf 2.13, tak i komplexní analýzou těchto průběhů pomocí metody FSV (viz Graf 2.14).²²

Z porovnání okamžitých odchylek sledovaných průběhů můžeme jasně vidět jejich silnou orientaci pouze jedním směrem v celém sledovaném pásmu. Mimo to zde také můžeme zřetelně pozorovat, že charakter jejich průběhů velmi přesně kopíruje celkový charakter průběhů jejich předloh (původní úrovně intenzit polí v bodech PT1 a PT3).

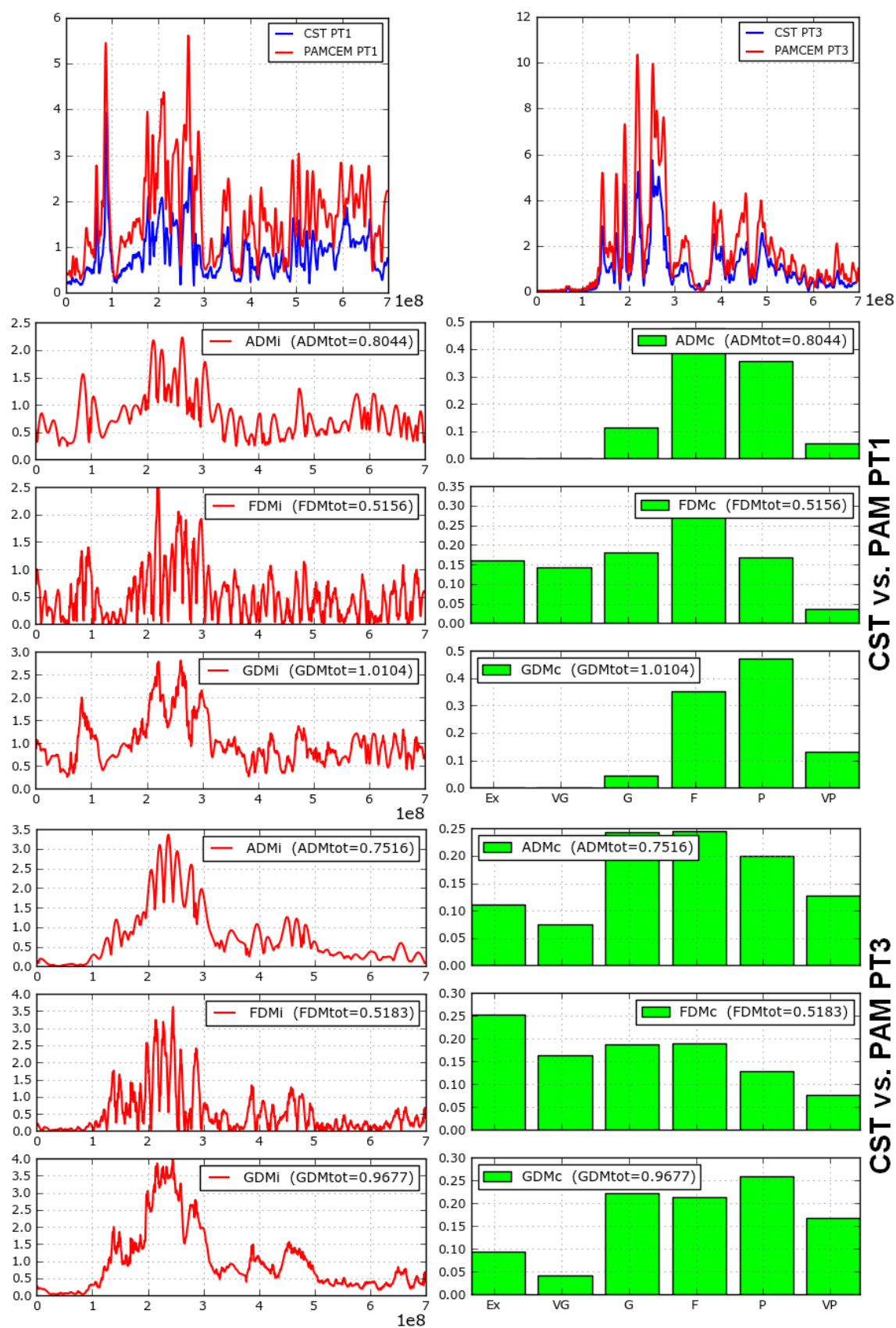
²² Tato metoda bude častěji používána až v příští kapitole, a to zejména pro porovnání shody simulovaných a změřených výsledků. Bližší diskuzi k této metodě je možné nalézt v [140], [141].

Z výsledků získaných pomocí FSV lze zase dobře vyčíst, že tento jev je podstatně silnější pro případ bodu PT1, což je oblast, kde je důvodný předpoklad podstatně silnějšího ovlivnění vnitřního pole polem externím (tento jev je nejvíce zřetelný v případě uvedených amplitudových rozdílů reprezentovaných parametry ADMi a ADMc pro bod PT1).

Lze tedy usoudit, že se nejedná o nahodilé odchylky způsobené rozdílným přístupem k výpočtu, například vlivem odlišné výpočetní metody, ale spíše o systematický rozdíl způsobený nastavením a chápáním behaviorálních vlastností samotné simulační úlohy, respektive okrajových podmínek popisujících zemní rovinu, a nastavením jejího buzení mezi těmito simulačními prostředními (CST vs. PAM-CEM). Tento problém je dále diskutován i v následujících částech kapitoly Kap. 3



Graf 2.13 Porovnání odchylek úrovně E pro PAM-CEM oproti výsledkům z MWS (diff - okamžitá hodnota rozdílu mezi porovnávanými hodnotami na dílčích kmitočtech; viz Graf 2.12)

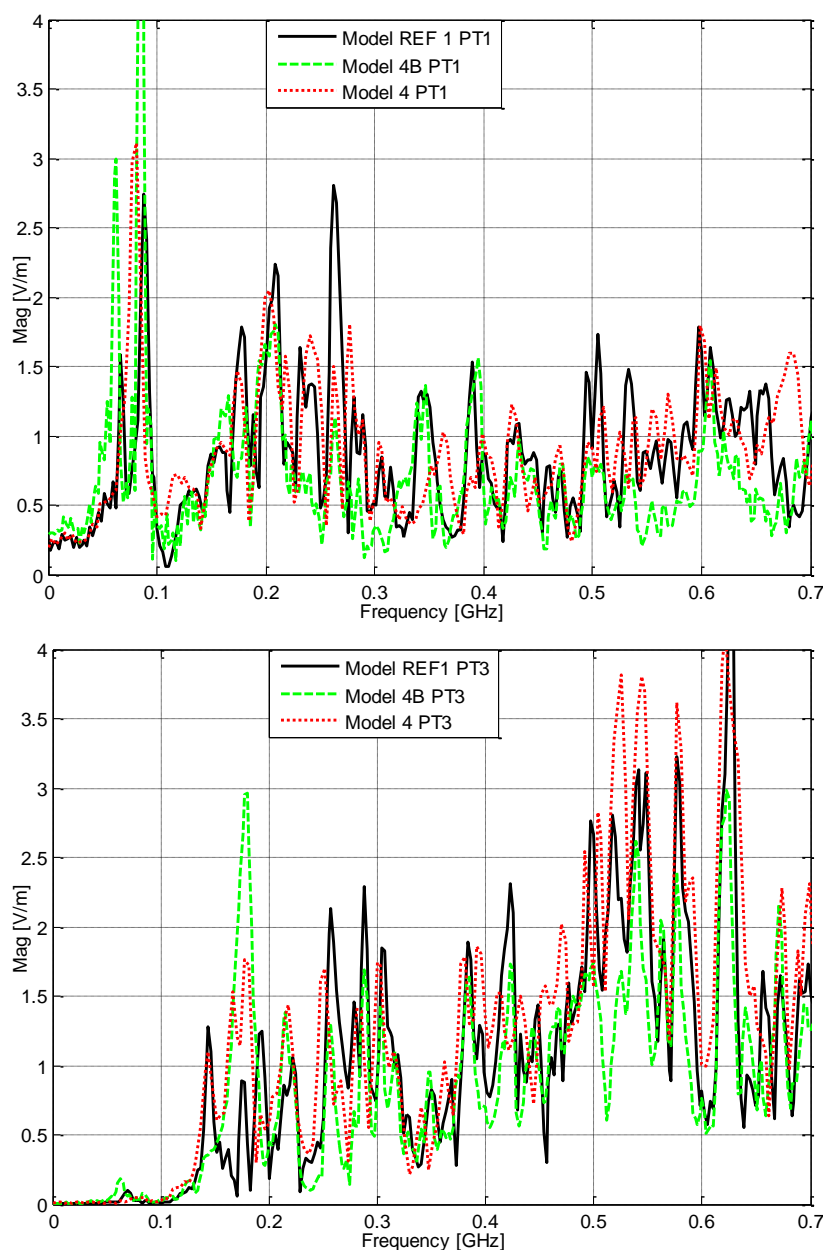


Graf 2.14 Objektivní porovnání rozdílů mezi průběhy intenzit elektrického pole v prostředích CST a PAM-CEM pomocí metody FSV pro body PT1 a PT3

2.3.5 Analýza vlivu vnitřní zástavby letounu

Závěr této kapitoly je věnován analýze vnitřního elektromagnetického prostředí modelu letadla a jeho vazbám na některé z významných prvků zástavby uvnitř trupu letounu, které mohou výrazně ovlivnit dosažené výsledky simulací, pokud je dostatečně neošetříme při návrhu simulačního modelu.

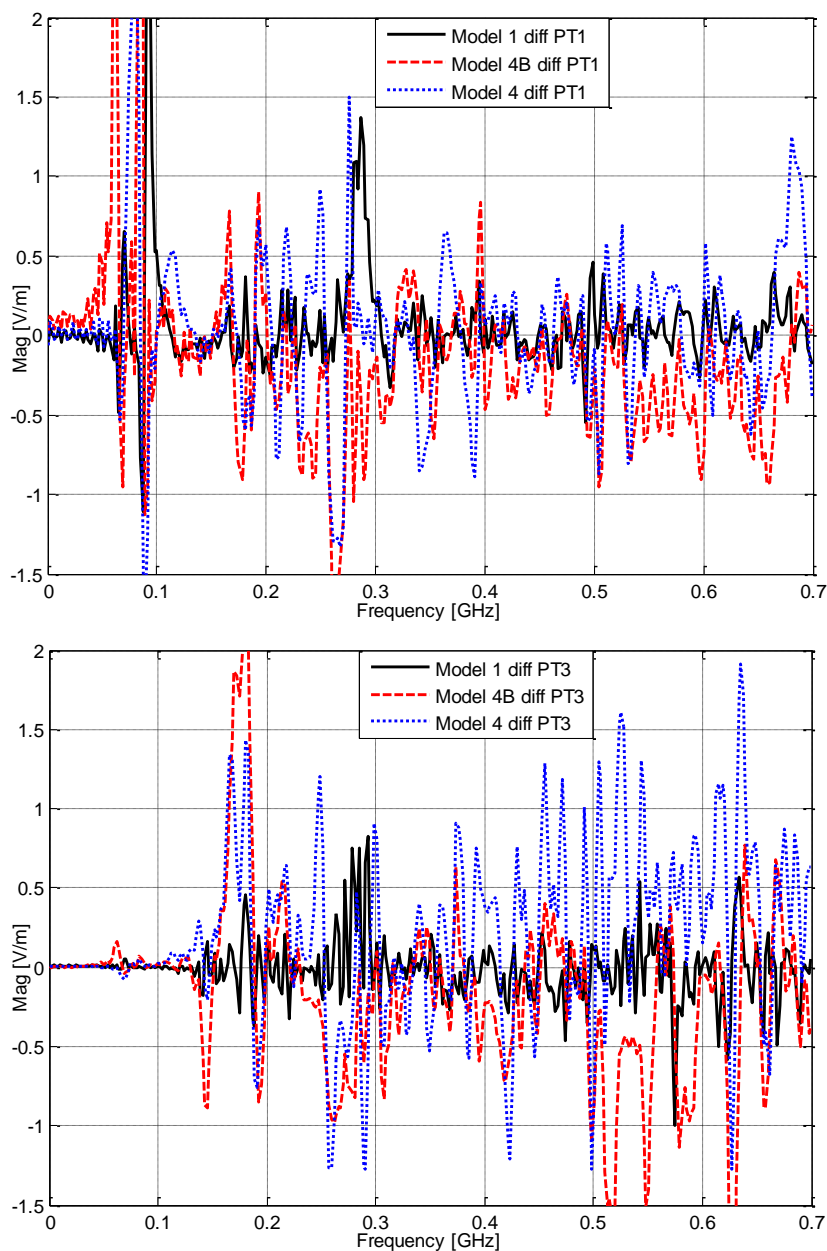
Mezi analyzované prvky vnitřní zástavby patří sedadla pilota a ko-pilota, okenní rámy z kompozitních náhrad (Conductive a PEC) a box AHRS systému (Attitude Heading Reference System).



Graf 2.15 E v bodech PT1 a PT3 pro modely REF1, 4B a 4 (viz Tab. 2.2)

Každý z těchto prvků ovlivňuje rozložení vnitřního elektromagnetického pole v trupu letadla jiným způsobem, a z tohoto důvodu byla pozornost zaměřena právě na ně. V případě sedadel se jedná o výraznou vodivou překážku, která částečně rozděljuje dutinu trupu letounu na dvě části a která zároveň výrazně ovlivňuje rozložení rezonancí na kmitočtech, kde se již začínou uplatňovat rozměry jejich rámových konstrukcí (stovky MHz a výše). Kompozitní rámy oken zase mění velikost významných POE, kterými se elektromagnetické pole nejčastěji

dostává dovnitř trupu letadla (otvory oken kokpitu), a box systému AHRS reprezentuje menší geometrický prvek zástavby modelu, který může mít významný vliv na rozložení elektromagnetického pole především ve svém blízkém okolí.

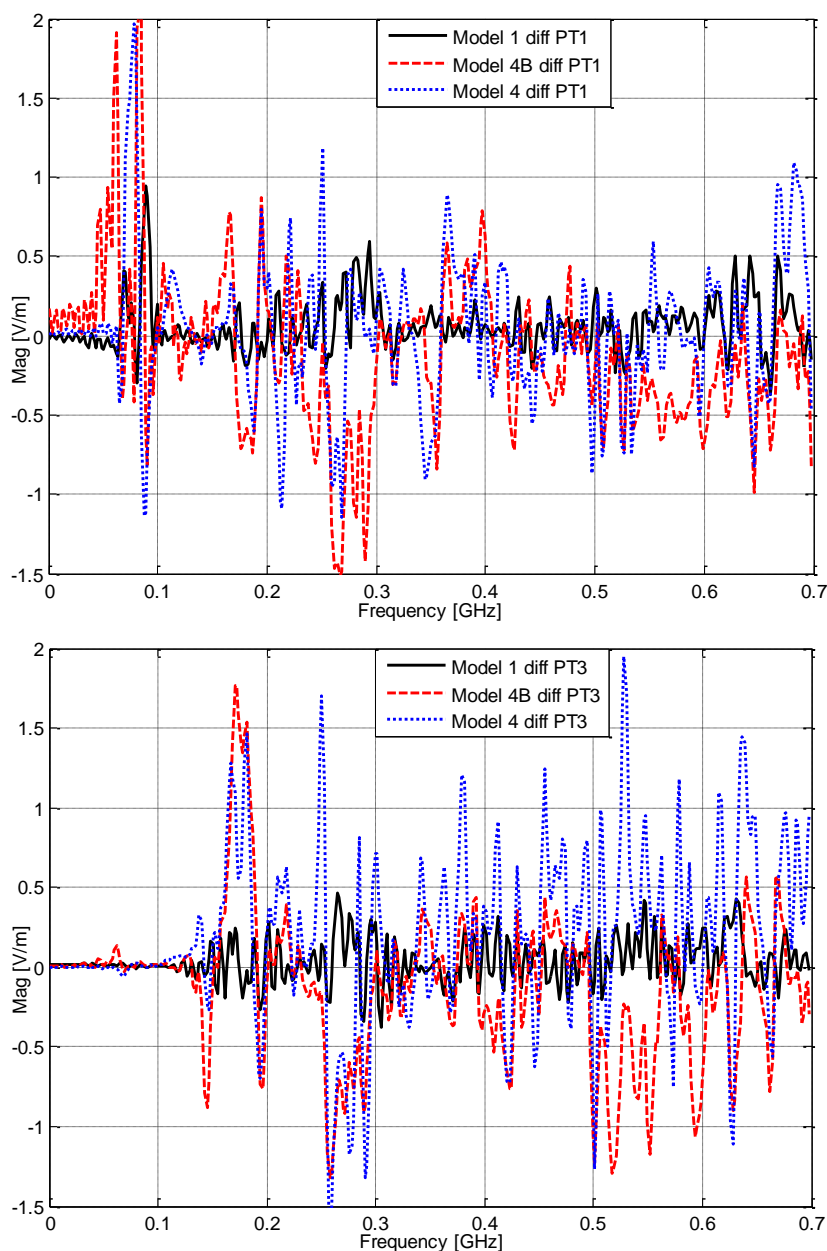


Graf 2.16 Rozdíly úrovní E v bodech PT1 a PT3 pro modely 1, 4B a 4 v porovnání s referenčním modelem REF1; simulace v CST

Z grafů uvedených v Graf 2.15, Graf 2.16 a Graf 2.17 můžeme vidět porovnání vlivu prvních dvou vybraných prvků geometrie (model 4B - bez kompozitů; model 4 - bez sedaček) s referenčním modelem REF1 na průběh celkových intenzit elektrického pole v bodech PT1 a PT3 (viz Tab. 2.2).

Z výsledků je patrné, že oba dva tyto geometrické prvky mají významný vliv na chování elektromagnetického pole uvnitř letadla a jejich opomenutí při generování modelu může znamenat značnou odchylku výsledků simulace od reality. Mimo to, jak můžeme vidět z průběhů E pole *modelu 1* na Graf 2.16 a Graf 2.17, je jejich vliv podstatně silnější než

výrazné zjednodušení materiálových vlastností za pomoci kompozitní náhrady z *PEC* materiálu.²³



Graf 2.17 Rozdíly úrovně E v bodech PT1 a PT3 pro modely 1, 4B a 4 v porovnání s referenčním modelem REF1; simulace v PAM-CEM

Z výše uvedených grafů lze jasně rozpoznat, že vliv sedaček pilota a ko-pilota na chování elektromagnetického prostředí uvnitř trupu letadla má pro velkou část kmitočtového spektra výrazný stínící charakter v oblasti bodu PT3. Tento jev, jak už bylo naznačeno výše, je způsoben tím, že se tato část geometrie chová pro elektromagnetické pole spíše jako

²³ V případě grafů prezentovaných v Graf 2.15 a Graf 2.16 je vhodné připomenout, že velké množství velmi ostrých a výrazných odchylek, často strmých s rychlým přechodem z kladných hodnot do záporných a naopak, je způsobeno frekvenčním posuvem analyzovaných průběhů. Tento jev se týká zejména průběhů modelu 1 (náhrada kompozitu PEC materiálem), který se ve skutečnosti blíží průběhům referenčního modelu daleko více než jak se může z uvedených výsledků jevit. Vliv frekvenčního posuvu při porovnávání těchto výsledků můžeme potlačit například vhodnou korelační analýzou nebo některými způsoby průměrování vzniklých odchylek. Viz kapitola Kap. 3.1.2.3.

"zábrana", která brání v jeho šíření do zadní části trupu. Mimo to, zejména v přední části trupu, dochází i k výrazné změně charakteristických módů pole na nízkých frekvencích (např. viz bod PT1 v Graf 2.15 na 50-100 MHz).

V případě modelu bez kompozitních okenních ráků (model 4B) je ve spodní části sledovaného spektra, zhruba do 100 MHz, zřetelně vidět vliv toto zanedbání v podobě výrazného zesílení vazby mezi vnitřním a vnějším elmag. prostředím trupu, zejména pak v oblastech v blízkém okolí vazebních otvorů (bod PT1). V případě bodu PT3 je zde mimo to možné vidět i zřetelnou změnu rezonančního chování modelu v oblasti do 200 MHz. Krom toho můžeme v obou případech na vyšších kmitočtech sledovat pokles úrovně intenzit elektromagnetického pole, který v případě modelu 4B ukazuje na logické mírné zhoršení schopnosti daného trupu na těchto kmitočtech za daných okolností rezonovat. (viz grafy Graf 2.15 až Graf 2.17)

Po zevrubné analýze chování pole uvnitř těchto modelů bylo zjištěno, že hlavní důvod tohoto zesílení je možné hledat zejména ve výrazném zvětšení rozměrů vazebních otvorů, které definují okenní části kokpitu, což podstatně zvětší oblast, kterou může elektromagnetické pole vnikat do vnitřního prostředí letounu, čímž je logicky umožněno "lepšímu" průniku tohoto pole do vnitřního prostoru trupu letadla již od kmitočtů s větší vlnovou délkou než jak tomu je v případě modelu se stíněnými, relativně dobře vodivými okenními rámy (model REF1). Tento trend pak potvrzuje i zjištěné snížení schopnosti trupu rezonovat na vyšších kmitočtech.

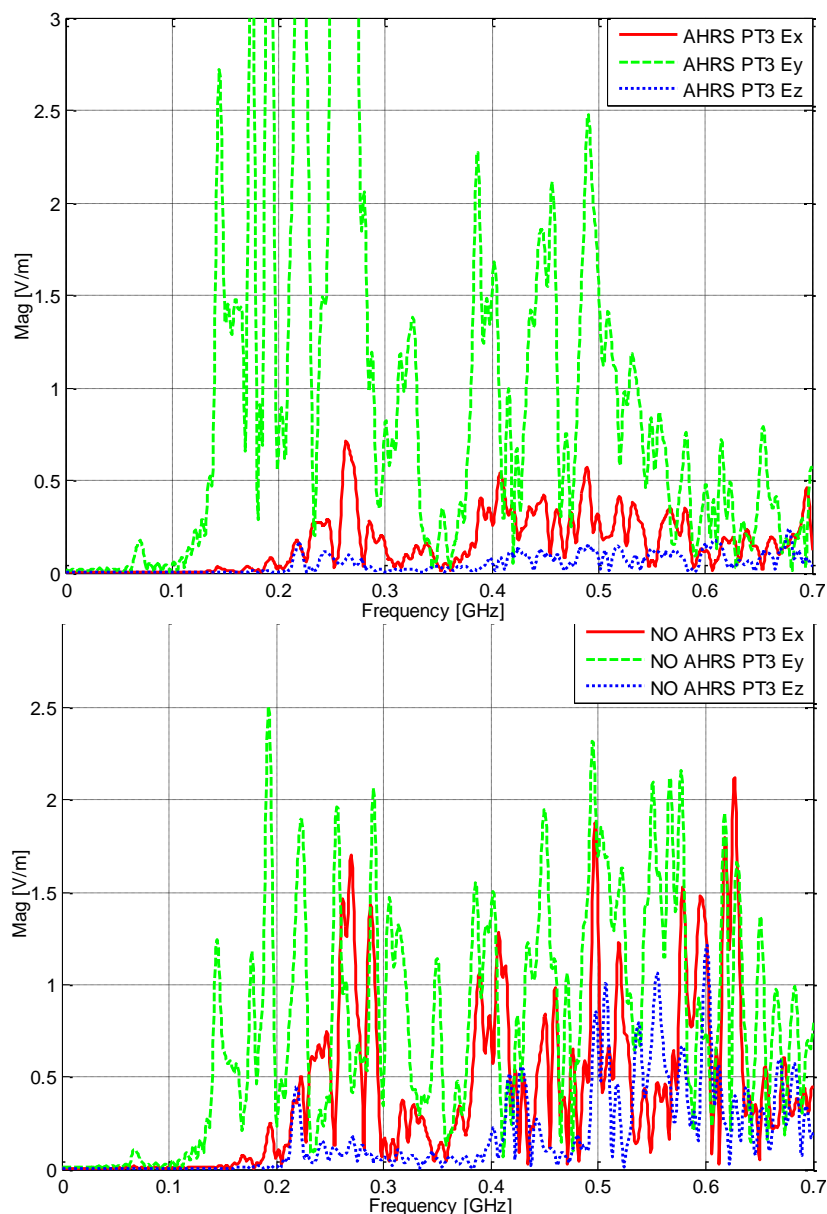
Mimo to může být zanedbání obdobných konstrukčních prvků kritické i z důvodu omezení, zúžení či úplného zanedbání reálných cest, kudy proudy tekoucí po povrchu letadla přechází mezi jeho dílčími částmi. To může vést jak ke zkreslení mapy rozložení těchto proudů na analyzovaném draku modelu, tak i k podstatně vyšší koncentraci proudů ve zbylých přechodových oblastech - tím změním nejenom rezonanční chování struktury ale také významně ovlivníme jejich velikost.

Jako názorný příklad můžeme uvést například nosník dělicí okenní plochy kokpitu, který se tak stává jedinou zbývajícím vodivou cestou celé vrchní poloviny trupu letadla, kudy se mohou proudy šířit z přední do zadní části a naopak. Vzhledem k tomu že v těsném okolí tohoto nosníku je často umístována kabeláž, která propojuje některé z důležitých palubních přístrojů, stává se co nejpřesnější popis této oblasti velmi důležitým prvkem, a to zejména z pohledu realističnosti dosažených simulačních výsledků.²⁴

Nyní přejdeme k analýze méně výrazných částí geometrie vnitřního prostoru, které jsou v tomto případě reprezentovány vodivým boxem systému AHRS. Tento systém byl vybrán zejména z toho důvodu, že spadá mezi kritické systémy letounu a je velmi pravděpodobné, že u něj - například u před-certifikačních testů - bude velmi důkladně analyzováno rozložení okolního elektromagnetického pole a jeho vlivy na něj.

Na grafech uvedených v Graf 2.18 a Graf 2.19 jsou znázorněny průběhy celkové intenzity elektrického pole uvnitř trupu letadla v bodech PT1 a PT3 (modely 6 a REF2; viz 31 Tab. 2.2). Bod PT1, jak lze vidět z obrázku Obr. 2.4, je na relativně vzdáleném místě od testované geometrie, zatímco bod PT3 je v její bezprostřední blízkosti.

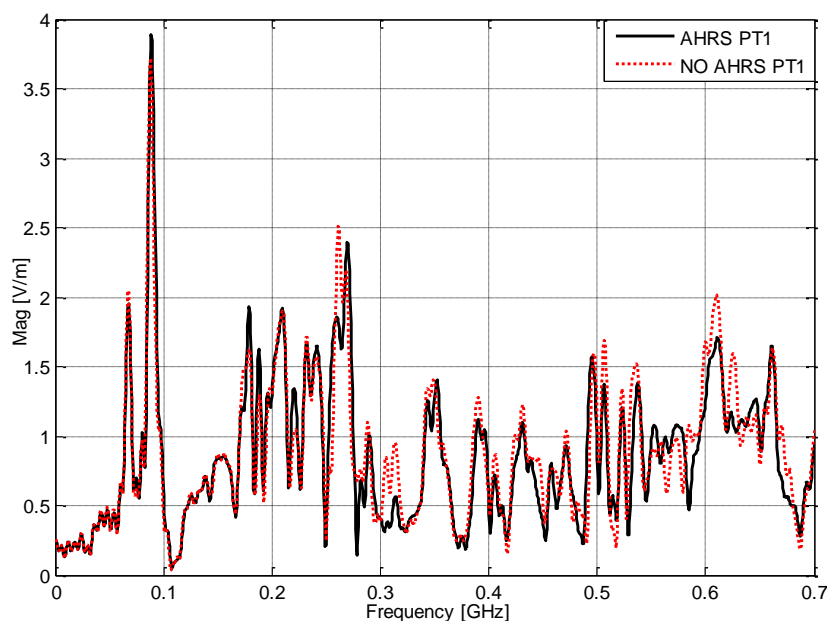
²⁴ Krom toho jsou obdobné kompozitní části s vodivými vlastnostmi či prvky i kriticky důležité při analýzách přímých účinků bleskových výbojů na konstrukci letounu, kde se snažíme co nejpřesněji zjistit skutečné přenosové cesty a proudové hustoty bleskových proudů, které putují po trupu z místa vstupu bleskového výboje do místa jeho výstupu.



Graf 2.18 Průběh složek Ex, Ey, a Ez v bodě PT3 pro model s AHRS (horní) a bez AHRS (dolní)

Z výsledků které popisují elektromagnetické pole v okolí boxu AHRS (viz Graf 2.18) je vliv tohoto geometrického prvku velmi výrazný ve všech třech složkách elektrické intenzity pole. Zřetelně nejsilnější y-psilonová složka elektrického pole je v případě modelu s AHRS způsobena běžným charakteristickým chováním elektrického pole v blízkosti kovové plochy - v blízkosti kovových těles s dobrou vodivostí dominuje normálová složka elektrického a tečná složka magnetického pole.

Na druhou stranu ovšem můžeme z grafů prezentovaných v Graf 2.19 zřetelně vidět, že chování vnitřního prostředí trupu letadla v bodě PT1 je přidáním této geometrie do simulačního modelu prakticky nezměněno. Důvodem je fakt, že samotný box AHRS v tomto geometrickém uspořádání, a na daném frekvenčním rozsahu, nijak výrazně nepřispívá k celkovému chování elektromagnetického pole ve vnitřním prostoru trupu letadla, díky čemuž je jeho vliv znatelný pouze v jeho nejbližším okolí.



Graf 2.19 Celková E v bodě PT1 modelu s AHRS a bez AHRS

Z výše zmíněného tedy jasně vyplývá kdy a za jakých okolností se při vytváření simulačního modelu můžeme pokusit tyto geometrické prvky vnitřní struktury letounu zanedbat a kdy je jejich vliv příliš významný s ohledem na námi sledované veličiny. Obecně tedy můžeme geometrické prvky vnitřní struktury zanedbat když:

- Jsou dostatečně vzdálené od námi analyzovaných oblastí a nečeká se jejich silné zpětné vyzařování, nebo jiná vazba do sledované oblasti
- Pokud jsou jejich rozměry zanedbatelné vůči vlnové délce kmitočtů, na kterých je analýza prováděna

Důvodem pro jejich zanedbání v takovýchto simulačních modelech je opět především úspora výpočetních nároků na danou simulaci.^{25 26 27}

2.4 Shrnutí kapitoly

Základní motivací této kapitoly bylo řešení problémů spojených s přípravou a realistickou reprezentací simulačního modelu letounu. Motivace spojená s touto problematikou vycházela jak z úvodní rozpravy uvedené v kapitole Kap. 1.2.2, tak i ze snahy o pochopení role jeho dílčích partií na chování elektromagnetického pole v jeho vnitřním prostředí.

²⁵ Vliv boxu systému AHRS byl analyzován až na pozdější verzi modelu VUT100 (sada 2). Proto není přímo srovnáván s daty popisující další části vnitřní zástavby letounu uvedenými v této kapitole (sedačky a okenní rámy).

²⁶ Veškeré uváděné průběhy intenzit dosažené za pomoci simulace jsou v této zprávě normovány k 1V/m. Tím pádem jakákoliv uváděná hodnota úrovně intenzity elektromagnetického pole překračující hodnotu 1V/m znamená zesílení tohoto pole v místě měření.

²⁷ Analýza rozložení elektromagnetického pole nebyla, stejně jako v předchozích případech, sledována pouze skrze zde prezentované tři body ve vnitřním prostoru letadla. V blízkém okolí vyznačených bodů měření PT1, PT2 a PT3 byly umístěny další obdobné body, které sloužily jako reference vlivu posuvu pozice měřeného bodu v osách x, y a z na analyzované výsledky a celkové chování elektromagnetického pole. Pro přehlednou analýzu rozložení pole v celém objemu trupu letadla bylo rovněž použito řezných rovin ve všech hlavních řezných rovinách modelu.

První část kapitoly (Kap. 2.1) uvádí praktické aspekty importu a zpracování vstupní CAD geometrie modelu do podoby, která je obecně vhodná pro většinu simulačních prostředí, a prezentuje jednu z nejperspektivnějších nalezených metod, kterou lze pro tyto práce účinně využít (viz Obr. 2.1).

Touto metodou byl vytvořen geometrický model letounu VTU100 použitý při simulačních analýzách v prostředích CST MWS a PAM-CEM/FD (viz Obr. 2.2). Její hlavní výhody - v porovnání s jinými možnostmi - spočívají v extrémně rychlé přípravě komplikované a obsáhlé geometrie (běžná podoba vstupních konstrukčních CAD dat modelu letounu), universálnosti (lze ji použít prakticky pro všechny numerické metody), přímé aplikovatelnosti jejích výstupů pro výpočetní programy, které nedisponují vlastními robustními "pre-processor" (např. akademický software: CONCEPT II, BUTFE, UGRFDTD, aj.), a rychlým dodatečným úpravám dříve vytvořených modelů.

Druhá část kapitoly (Kap. 2.2) sumarizuje a blíže popisuje všechny vytvořené variace simulační úlohy letounu VTU100, jež byly použity pro analýzu jednotlivých vlivů jeho vybraných partií a zjednodušených kompozitních náhrad v rámci kapitoly Kap. 4.3.

V kapitole Kap. 2.3.1 byly diskutovány úvodní problémy začlenění zvolených kompozitních náhrad do simulačních prostředí CST MWS a PAM-CEM/FD, společně se základní analýzou jejich dopadu na elektromagnetické pole v jejich blízkém okolí skrze jednoduchou kompozitní desku o rozměrech $(0.25 \times 0.25 \text{ m}^2)$ a model letounu VTU100.

V rámci ní bylo zjištěno, že ty kompozitní struktury, které obsahují buďto dostatečně hustou stínící vodivou mřížku, nebo samy vykazují dostatečně silné vodivé vlastnosti, lze v určitých případech nahradit relativně jednoduchými homogenními náhradami, jež více méně vychází pouze z popisu ztrátových a stínících vlastností jejich vodivých elementárních konstrukčních prvků (vodivé stínící mřížky, příměsové vodivé pasty, přídavné vodivé nátěry apod.). [107]

Ačkoliv tyto náhrady přirozeně nemohou zaručit ideální reprezentaci reálného chování tohoto typu materiálové struktury, mohou nám pomoci popsat jejich chování alespoň natolik důvěryhodně, aby bylo možné za určitých okolností²⁸ s jejich využitím rámcově odhadnout reálný dopad těchto specifických prvků konstrukce letounu na jeho simulované vnitřní prostředí.

S ohledem na výše zmíněné je dobré také podotknout, že obdobné aproximace kompozitních částí mohou za určitých okolností způsobit fiktivní, frekvenčně posunuté, nebo nereálně silné rezonanční oblasti, které mohou, například u metod v časové oblasti, vést i k výraznému prodloužení doby celkového výpočtu simulačního modelu (např. díky nereálně pomalému "vyprcháání" vybuzeé energie z výpočetní oblasti, apod.).

V kapitole Kap. 2.3.2 byly analyzovány vlivy dílčích částí geometrie modelu na chování elektromagnetického pole uvnitř trupu letadla. Pozornost zde byla soustředěna především na problematiku nesymetrickostí geometrie modelu, vlivu křídel na elektromagnetickou vazbu mezi vnějším a vnitřním prostředím letounu, účinků zemní roviny a podvozkových partií letounu, a dopady začlenění kompozitních a jiných charakteristických prvků zástavby letounu.

Z analýzy nesymetrických částí geometrie modelu vyplynulo, že dokážou významně ovlivnit rozložení elektromagnetického pole uvnitř trupu letadla na vyšších kmitočtech, a to hlavně ve chvílích, kdy začnou být jejich fyzické rozměry srovnatelné s vlnovou délkou. Díky tomu je nutné brát při jejich posuzování ohled zejména na jejich vazbu, resp. kontext s

²⁸ Z hlediska frekvenčního rozsahu je tento druh náhrad striktně omezen zdola hloubkou vniku a tloušťkou vodivé vrstvy kompozitu a zhora fyzickými parametry příčné vnitřní struktury kompozitu.

okolním modelem, která je závislá na jejich materiálovém složení, geometrii, umístění a charakteru spojení s modelem.

V souvislosti s analýzou nesymetrie byl zběžně posouzen i vliv změny pozice budícího zdroje záření na chování elektromagnetického pole ve vybraných oblastech uvnitř trupu letounu, kde se potvrdily jeho výrazné účinky, které byly přisouzeny měnícím se příspěvkům jednotlivých procesů, jež se na přenosu elektromagnetické energie podílejí a jsou na něm závislé. Jak se ukázalo, jeho vliv může být natolik silný, že v určitých frekvenčních pásmech způsobí výrazné změny v rezonančním chování sledované oblasti v rozsahu i více jak jednoho řádu (v našem případě 15-20 dB V/m), což je obecně ve většině případů kritičtější než vliv samotných nesymetrických prvků.

Dále je vhodné zdůraznit, že tento jev má zcela odlišný charakter i v závislosti na poměru mezi vlnovou délkou a fyzickými rozměry draku letadla či prvky jeho vnitřní zástavby. Pokud jsou jejich rozměry srovnatelné (odpovídají základním rezonančním násobkům), může uvnitř draku docházet jak k úroňovým, tak i pozičním změnám rezonančních oblastí. Ve zbylých případech (nízké nebo extrémně vysoké kmitočty) se pak odlišné umístění zdroje projevuje spíše jen globálními změnami úrovně pole, bez významného ovlivnění jejího rezonančního charakteru.

Dalším faktorem, který úzce souvisí s orientací budícího zdroje a jeho vlivu na vnitřní elektromagnetické prostředí letounu je geometrie křidel (viz Kap. 2.3.3). Během jejich analýzy byla pozornost soustředěna zejména na chování při vyšších kmitočtech, mimo oblast jejich základních rezonančních módů [115].²⁹ Výsledky bylo prokázáno, že tyto konstrukční prvky mohou na těchto kmitočtech, kde jsou jejich geometrické rozměry mnohonásobně větší než délka uvažované elektromagnetické vlny, vyvolat znatelnou změnu v úroňovém charakteru vazby mezi vnějším a vnitřním prostředím letounu (obdoba tzv. "Shadowing efektu"), což potvrzuje nutnost jejich začlenění do jeho simulačního modelu.

Mimo to bylo během analýzy vlivu křidel také zjištěno, že tyto významné a charakteristické části letounu nejenom ztrácí a nabírají svůj vliv na vnitřní prostředí letounu s měnící se orientací a směrem budícího zdroje, ale lze je za určitých okolností v rámci simulačního modelu i zcela zanedbat, a to prakticky bez jakékoliv znatelné změny v chování elektromagnetického pole uvnitř letadla.³⁰ [117] Význam tohoto zjištění spočívá zejména ve skutečnosti, že je tak možné v takovýchto případech dosáhnout výrazné redukce výpočetních nároků (cca. až 2/3 z původního stavu), čehož můžeme využít buďto pro zvýšení přesnosti popisu modelu v jeho kritických oblastech, nebo ke zvýšení hranice maximálního možného použitelného kmitočtu pro danou simulační úlohu.

Dalším vlivem, který byl na vytvořeném modelu VUT100 sledován (viz Kap. 2.3.4), byl dopad změn elektromagnetického pole zformovaného mezi podvozkovou částí modelu a ztrátovou zemní rovinou na chování pole uvnitř trupu letounu, při jeho vybuzení vertikální lineárně polarizovanou TEM rovinou vlnou, jejíž směr šíření byl rovnoběžný s rovinou země (vodivosti zkoumaných zemních rovin byly $37,2 \cdot 10^6$ a $0,001$ S/m).³¹

²⁹ Důvodem omezení rozsahu analýzy pouze na vyšší kmitočty byla geometrie vytvořeného simulačního modelu, která díky své komplexnosti nebyla na takto nízkých kmitočtech pro použité řešiče příliš vhodná (1 - 30 MHz).

³⁰ U křidel můžeme za vhodné podmínky považovat například model letadla v otevřeném prostoru, který je buzen rovinou vlnou, kde je intenzita elektrické složky kolmá k rovině plochy křidel. V tomto případě je tak například jejich malý vliv na vnitřní prostředí letounu zajištěn už samotnou polohou daného budícího zdroje a orientací jeho složek vůči jejich geometrii (viz Graf 2.9)

³¹ Výběr charakteru buzení nebyl náhodný. Vertikálně polarizované elektromagnetické pole, které se šíří podél rozhraní země vzduch, je v jeho blízkosti nejenom silně závislé na elektrických parametrech země, ale je i podstatně silnější, než by tomu bylo v obdobném případě u horizontální polarizace. Díky této závislosti zde pak dochází ke změnám v charakteru jeho časového/frekvenčního průběhu, k výrazným změnám v jeho polarizaci, a

Z dosažených výsledků jasně vyplynulo, že vliv uvedených variant zemní roviny nemá v případě jejich aproximace pomocí pouhé změny vodivosti na jeho vnitřní elektromagnetické prostředí prakticky žádný vliv. Vysvětlení této "necitlivosti" analyzovaného modelu na zemní rovinu a její vlastnosti se ukázalo být zcela logické a přímo související s dodatečně zjištěným faktem, že použitý model letounu nemá ve své spodní části žádné významné vazební otvory, a skutečností, že veškeré jeho kovové části byly aproximovány pomocí PEC.

Tato fakta pak jasně poukázala na přirozeně velmi silné stínící schopnosti podvozkové části letounu, které, v součinnosti s použitými vlastnostmi zdroje buzení, nedovolují dostatečně výrazně postihnout interakci mezi zemní rovinou a daným modelem letounu. Což je také jeden z důvodů, proč se budeme podrobněji zabývat problematikou vlivu zemní roviny i v následující části této práce.

V souvislosti s těmito analýzami jsme narazili i na výrazné odlišnosti v dosažených amplitudových úrovních výsledků získaných prostřednictvím CST MWS a PAM-CEM/FD. Z jejich podrobného porovnání vyplynulo, že se nejedná o nahodilé odchylky způsobené rozdílným přístupem k výpočtu - například vlivem odlišné výpočetní metody či diskretizace modelu (FIT vs. FDTD; staircase vs. PBA) -, ale spíše o systematický rozdíl, který je způsoben chybným nastavením a chápáním behaviorálních vlastností samotné simulační úlohy, respektive jejich okrajových podmínek popisujících zemní rovinu, a nastavením reprezentace zvoleného budícího zdroje mezi těmito simulačními prostředními (implementace rovinné vlny na hranicích řešeného prostoru daného problému).

Posledním aspektem, kterému jsme se v rámci této kapitoly věnovali, byl vliv vnitřní zástavby letounu (viz Kap. 2.3.5).

Pozornost byla nejprve zaměřena na dva z nejvíce charakteristických prvků jeho vnitřní konstrukce, a to sedačky pilotů a okenní kompozitní rámy. Sedačky byly vybrány díky tomu, že tvoří nejvýrazější a fyzicky rozměrnou vodivou část této konstrukce. Kompozitní rámy byly zase zvoleny díky jejich předpokládanému nezanedbatelnému vlivu na chování oken kokpitu coby nejvýznamnějších vazebních otvorů s jeho vnějším prostředím.

Z řady provedených analýz jejich vlivu bylo jasně prokázáno, že oba tyto geometrické prvky mají významný dopad na chování elektromagnetického pole uvnitř letadla a tudíž jejich opomenutí při tvorbě modelu může vyvolat značné rozdíly v chování simulovaného a reálného elektromagnetického pole.

V případě okenních ráků bylo experimentálně potvrzeno, že důsledek jejich nezačlenění do simulačního modelu letadla způsobí podstatně silnější dopad na chování vnitřního elektromagnetického pole než výše diskutované zjednodušení jejich materiálových vlastností pomocí zjednodušených náhrad (mluvíme zde o CFC nebo chráněných GFC kompozitech). Toto tvrzení lze doložit výsledky, jež byly zjištěny při jejich zanedbání, kde na nižších kmitočtech dochází ke zřetelnému zesílení vazby mezi vnitřním a vnějším prostředím, zejména pak v okolí inkriminovaných vazebních otvorů (viz bod PT1)³², a k mírnému posuvu prvních charakteristických módů na nižší kmitočty, což je způsobeno právě samotnými POE,

v neposlední řadě i ke vzniku povrchových proudů šířících se podél tohoto rozhraní (bližší rozebráno v kapitole Kap. 3.1.2.1). Blízké okolí podvozkové části letounu lze tedy definovat jako velmi obtížně popsatelné prostředí, které svým vlivem může nejenom výrazně ovlivnit rozložení povrchových proudů ve spodní části trupu letounu, ale i eventuelní vazby s jeho vnitřním prostředím skrze přítomné POE, jež se v této oblasti často nacházejí (podvozkové gondoly, radiovýškoměry, apod.).

³² Důvodem je především fakt, že v těchto oblastech na nižších kmitočtech obecně zabraňují silnějším projevům elektromagnetického pole již samotné rozměry a významné geometrické prvky analyzovaného trupu letounu (viz sedačky pilotů).

které tak díky svým větším rozměrům umožňují pronikání elektromagnetického pole již od větších vlnových délek.

U geometrie sedaček bylo zase zjištěno, že jejich opomenutím dojde k ovlivnění prvních charakteristických módů, jež jsou spjaté s podélným rozměrem vnitřního prostoru trupu letounu, a zřetelnému zvýšení úrovně elektromagnetického pole, které na vyšších kmitočtech proniká do jeho zadní oblasti.³³

Posledním analyzovaným prvkem vnitřní zástavby modelu VUT100 byl box AHRS, který je umístěný v bezprostřední blízkosti bodu PT3 (viz Obr. 2.4, *model:sada2*).

V tomto případě bylo zjištěno, že analyzovaný kovový box vnitřní zástavby silně ovlivnil rozložení elektromagnetického pole pouze ve svém blízkém okolí, a to především ve směru kolmém k jeho povrchu (normálová složka - E_y). Analýza pole ve vzdálenějších oblastech, například v bodě PT1, neprokázala žádné výraznější změny v jeho rozložení, které by mohly být tímto boxem způsobeny.

S relativně vysokou mírou jistoty je tak možné vyvodit předpoklad, že lze tyto geometrické prvky zanedbat v těch případech, kdy jsou buďto v dostatečné vzdálenosti od námi analyzovaných oblastí a nečekává se u nich žádné silné vyzařování či jiná zpětná vazba do sledované oblasti, nebo když jsou jejich rozměry zanedbatelné vůči vlnové délce pole, na kterém je analýza prováděna ($\gg \lambda$).

V souhrnu tak výše uvedené poznatky jasně prokazují dostatečnou citlivost simulačních prostředků postihnout jak změny v globální geometrii draku letounu a materiálové příslušnosti jeho dílčích částí, tak i v zohlednění jeho interiérových prvků. Prakticky však nelze použité modely neomezeně zpřesňovat, neboť jsou přirozeně limitovány objemem zpracovávaných dat, nárůstem nároků na výpočetní výkon a časem, který je potřebný k realizaci jejich výpočtů. Hledání přijatelného kompromisu se tak stává v rámci těchto prací předmětem expertního posouzení a potřeba neustálého zvyšování výkonu používané výpočetní techniky v souladu s technickým pokrokem v reálné praxi nezbytnou nutností.

³³ Zvýšení úrovně elektromagnetického pole v zadní části trupu letadla po odstranění sedaček je zřejmě způsobeno tím, že sedačky - jakožto kovová přepážka půlící vnitřní prostor trupu letounu - na těchto kmitočtech snižují přímý vliv vazebních otvorů na její buzení, jelikož jsou situovány v přední části kokpitu. Chování sedaček, jako eventuálně významného sekundárního zdroje elektromagnetického pole na jejich rezonančních kmitočtech, nebylo analýzou dostatečně prokázáno.

3 Porovnání simulací s běžnými orientačními měřeními

V této kapitole se zabýváme dvěma základními druhy otázek spojenými s virtuální analýzou elektromagnetického pole ve vnitřním prostoru letounu a jeho blízkém okolí.

První druh otázek se zabývá problematikou spojenou s popisem a dostatečně věrnou reprezentací simulační úlohy analyzovaného letounu jakožto celku, zejména pak s ohledem na problematiku spojenou s vlivem charakteru elektromagnetického pole v jeho okolí na buzení jeho vnitřních prostor. Druhý se zabývá otázkami, zda má vůbec smysl nahrazovat či doplňovat běžně prováděná orientační a testovací měření letounu o simulační analýzy jeho virtuálního prototypu, případně zda nám mohou výstupy těchto analýz poskytnout přesnější představu o jeho chování, kterou by pak bylo možné posléze s výhodou využít i v rámci před-certifikačních či certifikačních testů.

Odpovědi na tyto otázky jsou všechno, jenom ne jednoduché a jednoznačné. Diskuze nad nimi již probíhá více než půl století a dodnes nebyly dostatečně zodpovězeny [19]. Ani v této části práce tomu nebude jinak. Ačkoliv poznatky nastíněné v této kapitole zřetelně podporují tvrzení o prospěšnosti využití simulačních softwarů v oblasti analýzy EMC letadel (případně jiných obdobně komplexních systémů), není reálné vytvořit a zdokumentovat dostatečně obsáhlý důkazní materiál v časovém horizontu jedné disertační práce³⁴ [30].

V první části této kapitoly se nejprve pokusíme zjistit, jak velkou shodu lze přibližně očekávat mezi simulacemi a orientačními měřeními funkčního letounu VUT100 na otevřeném prostranství a jaké možnosti se nám v tomto případě otevírají, pokud tato měření doplníme o simulační analýzu jeho virtuálního modelu. V druhé části se pak budeme věnovat problematice skutečné míry dosažitelné přesnosti simulace, která bude zjištěna z porovnání simulací s přesnými měřeními zjednodušeného modelu trupu letounu, které byly provedeny v mnohem více kontrolovaném prostředí semianechoické komory VTÚPV Vyškov.

3.1 Porovnání simulací s měřeními na letadle VUT100

Na přelomu let 2009 a 2010 probíhala ve spolupráci s UTB Zlín analýza naměřených výsledků intenzit elektromagnetického pole ve vnitřním prostoru letounu VUT100. Veškeré měřené výsledky použité pro porovnání se simulacemi v této části disertační práce jsou převzaty z naměřených dat poskytnutých UTB Zlín v rámci společně řešeného projektu ARTEMIS (Analytic Research of Threats in ElectroMagnetically Integrated Systems – analytický výzkum ohrožení v elektromagneticky integrovaných soustavách) [118].

Pro tato měření, jež měla za cíl rámcové ověření shody rozložení elektromagnetického pole ve vnitřním prostředí trupu letounu, bylo použito otevřené prostranství v areálu firmy Evektor s.r.o. (zevrubný popis celkového uspořádání měřicí úlohy a použité metodiky je možné najít v [118]). Charakter prostranství, jež bylo využito pro toto měření, je možné vidět na Obr. 3.1 Ačkoliv nebylo zcela ideální, pro tento typ měření se jevílo jako dostatečně vhodné.

³⁴ Obsáhlost takovéto práce lze lehce nastínit na jednom z aktuálních "pokusů" o dostatečné zodpovězení těchto otázek v podobě evropského projektu HIRF-SE, který se svým rozpočtem 29 milionů eur pod sebou zaštiťuje několik desítek odborníků na problematiku EMC v oblasti simulační analýzy letadel z celé Evropy.



Obr. 3.1 Prostor použitý pro měření intenzit elektrické a magnetické složky

Měření probíhala v několika etapách a jejich výstupem bylo určení stínící účinnosti trupu letounu VUT100 v předem specifikovaných oblastech (pod přístrojovou deskou, ve střední části trupu letadla a v oblasti AHRS v zadní části trupu; viz Obr. 3.2).

Přestože byl měřený letoun v prototypovém provedení, a neobsahoval některé finální konstrukční prvky (například zadní sedačky), jedná se o plně funkční, plnohodnotnou a letu způsobilou verzi. Tato verze, až na osazenou přístrojovou desku, odpovídá modelu draku letounu VUT100 používaného jak v této, tak i v předchozí kapitole práce a je jeho velmi přesnou reprezentací (viz Obr. 3.3; Obr. 2.4, Tab. 2.2. - *model:sada 2*)[119].



Obr. 3.2 Umístění měřicích sond na VUT 100, sonda 1 (vlevo), sonda 2 (uprostřed) a sonda 3 (vpravo)

3.1.1 Popis měření a simulačních modelů

Metodika použitá při měření letounu VUT100 odpovídala tradičnímu způsobu měření stínící účinnosti (SE) pro případ ozáření testovaného objektu rovinnou vlnou. Zemní rovinu v tomto případě představovala zpevněná plocha ze železo-betonových panelů (viz Obr. 3.1, [118]).

Měření stínící účinnosti bylo provedeno srovnávací metodou, kdy byly nejdříve změřeny intenzity pole v definovaných místech uvnitř letounu a následně bez něj. Samotné měření probíhalo ve frekvenčních pásmech od 10 do 200 MHz a od 100 do 1000 MHz a je podrobně popsáno v [118].

Úrovně intenzit ve všech měřicích bodech si je možné prohlédnout v Příloha č. 1. První dva grafy popisují referenční úrovně elektrické složky pole detekované v měřených oblastech bez přítomnosti letounu (značeny jako "ref")³⁵. Další grafy prezentují průběhy změřených intenzit E pole uvnitř trupu letounu (značeny jako "meas") a jejich normalizované průběhy (značeny jako "KAL"; viz kapitola Kap. 3.1.2.1, vztah (3.1); hodnoty SE jsou uvedeny v [118])³⁶.

Z naměřených průběhů je možné zřetelně vidět výrazné rozdíly měřených úrovní intenzit v překrývající se části měřeného spektra (100 - 200 MHz). Tyto odchylky se dají přisoudit zejména změně vzdálenosti budící antény vůči měřenému objektu v průběhu měření (z 10m na 30m; [118])³⁷, díky čemuž v některých případech například činí samotný rozdíl referenčních měřených úrovní elektrické intenzity (bez letounu) v překrývající se části pásma 3 - 10dB (viz Příloha č. 1, Graf P. 1.1, Graf P. 1.2). Tento rozdíl úrovní je z valné části způsoben snižující se úrovní elektromagnetického pole vlivem narůstající vzdálenosti od místa jeho vybuzení, změnou velikosti a charakteru příspěvků dílčích odrazných ploch v okolí měřicího pracoviště a pravděpodobně i vlivem země, nad níž se vybuzené pole šíří k měřicímu stanovišti, a které svými vlastnostmi ovlivňuje jeho chování.

Tento předpoklad potvrzují i samotné změřené průběhy intenzit elektrického pole, kde bylo dosaženo v překrývající se části spektra nejlepší shody v bodě PT3, a kde tento bod představuje měřenou oblast, jenž je nejlépe kryta od přímých účinků jak samotného budícího zdroje, tak i případných dalších nežádoucích zdrojů elektromagnetického pole (viz Příloha č. 1, Graf P. 1.3, Graf P. 1.4, Graf P. 1.5, Graf P. 1.6, Graf P. 1.7, Graf P. 1.8)

Simulační analýza rozložení elektromagnetického pole uvnitř trupu letounu se prováděla ve třech specifických lokalitách. Jedná se o oblast v okolí palubní desky (PT1), ve střední části trupu letounu v oblasti pod nosníkem (PT2) a v okolí systému AHRS (PT3).

Při samotné analýze shody naměřených a simulovaných výsledků bylo ovšem posléze zjištěno, že měřicí sonda v bodě PT1 polohově nesedí s analyzovanou oblastí v simulacích a díky tomu zde není možné jejich shodu náležitě porovnat (rozdíl definice pozice měřené a analyzované oblasti byl způsoben administrativní chybou zjištěnou až při samotném porovnávání změřených a simulovaných výsledků). Z tohoto důvodu nebude tato oblast dále

³⁵ Pozice měření uvnitř letounu a referencí se mohly částečně lišit. Pravděpodobná předpokládaná odchylka byla stanovena v řádu jednotek centimetrů; maximálně do 10 cm (viz [118]).

³⁶ Normalizace byla provedena podělením změřených veličin elektrické intenzity pole uvnitř letounu jeho referenčními úrovněmi - viz kapitola Kap. 3.1.2.1, vztah. (3.1).

³⁷ Jak bylo řečeno, měření intenzit elektrického pole bylo rozděleno do dvou různých frekvenčních pásem (do 200 MHz a do 1 GHz). Bylo tak učiněno z důvodu snahy ozářit celý trup letounu rovinnou vlnou. To znamená, že cílem bylo, aby ozařovaný objekt ležel ve Fraunhoferově oblasti (viz $r \geq \sqrt{2 \cdot L^2 / \lambda}$). Proto byl letoun ozářen v pásmu do 200 MHz ze vzdálenosti 10 m a v pásmu do 1 GHz ze vzdálenosti 30 m (viz [118]).

brána v potaz a je uvedena pouze Příloha č. 2 ("Úrovně elektrické intenzity zjištěné pomocí CST MWS").

Tab. 3.1 Základní parametry použitých simulačních modelů

Jméno modelu	Sim. Prostředí	Zemní rovina	Buzení simulační úlohy (reference CST MWS)	Frekv. rozsah
MODEL A	MWS	Cond.wall ($\sigma = 3.72e+07$ S/m)	Vertikální polarizace (TM) (směr vektoru E = theta; $\varphi = 90^\circ$; $\psi = 177^\circ$) $\theta = 93^\circ$	Gauss 0 - 0.7 GHz
MODEL B	MWS	Cond.wall ($\sigma = 3.72e+07$ S/m)	Horizontální polarizace (TE) (směr vektoru E = theta; $\varphi = 90^\circ$; $\psi = 177^\circ$) $\theta = 93^\circ$	Gauss 0 - 0.7 GHz
MODEL C	MWS	Cond.wall ($\sigma = 3.72e+07$ S/m)	Vertikální polarizace (TM) (směr vektoru E = theta; $\varphi = 90^\circ$; $\psi = 180^\circ$) $\theta = 90^\circ$	Gauss 0 - 0.7 GHz
MODEL D	MWS	Cond.wall ($\sigma = 0.001$ S/m)	Vertikální polarizace (TM) (směr vektoru E = theta; $\varphi = 90^\circ$; $\psi = 180^\circ$) $\theta = 90^\circ$	Gauss 0 - 0.7 GHz
MODEL E	MWS	Bez země	Vertikální polarizace (TM) (směr vektoru E = theta; $\varphi = 90^\circ$; $\psi = 180^\circ$)	Gauss 0 - 0.7 GHz
MODEL PAM	PAM	PEC	Vertikální polarizace (TM) (směr vektoru E = theta; $\varphi = 90^\circ$; $\psi = 180^\circ$) $\theta = 90^\circ$	Gauss 0 - 0.7 GHz

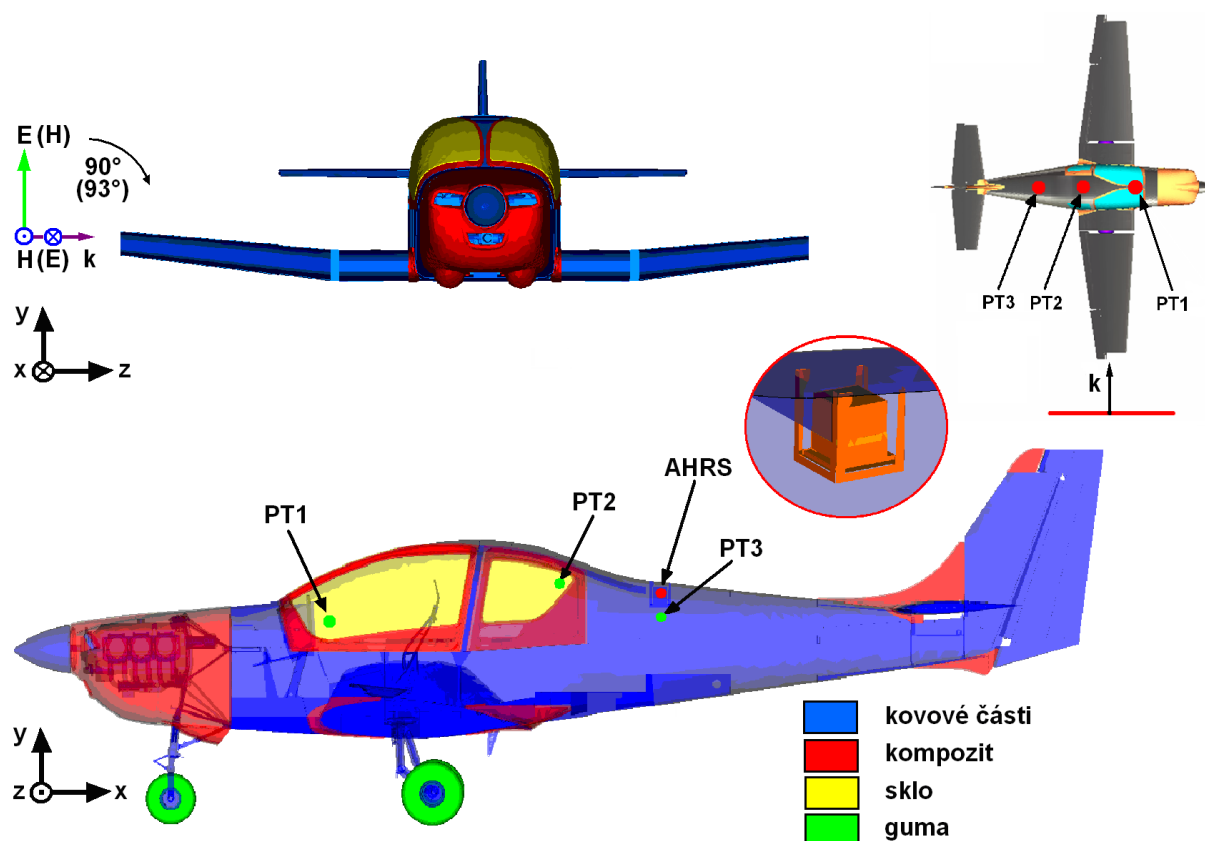
Nastavení simulačních úloh v prostředích CST MWS a PAM-CEM je popsáno v tabulce Tab. 3.1, (značení TE a TM zde určují, která složka pole je tangenciální vůči zemní rovině!)³⁸ Pro zjednodušení, zde θ představuje úhel popisující směr vektoru šíření elektromagnetického pole k , jehož počátek vždy leží na kolmici k námi definované zemní rovině (viz Obr. 3.3, Obr. 3.4).

K popisu modelů ve výše uvedené tabulce je nutné zejména připomenout hlavní rozdíly mezi reprezentací analyzovaného modelu v těchto dvou simulačních prostředích. Tyto rozdíly spočívají zejména v popisu kompozitních náhrad a kovových ploch draku letadla. V případě CST MWS byly použity náhrady s disperzním charakterem, zatímco v případě simulací v prostředí PAM-CEM je můžeme popsat pouze za pomoci dielektrických materiálů s konstantními parametry v celém sledovaném kmitočtovém rozsahu. V případě CST MWS byla při charakterizaci kovových ploch brána v úvahu i jejich přibližná vodivost (Al: $\sigma = 3.72e+07$ S/m), zatímco v případě simulací v prostředí PAM-CEM bylo použito aproximace kovových ploch pomocí PEC materiálu. Bližší informace o nastavení modelu je možné nalézt v předchozích kapitolách práce (viz "Model 5", kapitola Kap. 2.2.3, Tab. 2.2; [119]).

Samotné úrovně normalizovaných intenzit el. pole ze simulací jsou uvedeny v příloze Příloha č. 2 konci této práce. Společně s nimi v ní můžeme taktéž nalézt porovnání

³⁸ TE a TM zde neznamená zavedené označení typu polarizace budící vlny! V našem případě TE a TM představuje označení, které říká jakou složku elektromagnetického pole má použitá TEM polarizovaná vlna tangenciální vůči zemní rovině - viz TE - "Tangencial Electric", TM - "Tangencial Magnetic". Tento klíč při značení polarizace byl původně zaveden v prostředí PAM-CEM - názvy modelů musely mít pouze 17 znaků.

referenčních úrovní intenzit el. pole pro příslušné analyzované body a konkrétní zemní roviny použité při jejich zpracování.³⁹



Obr. 3.3 Simulační model, umístění bodů měření a reprezentace orientace buzení simulační úlohy dle Tab. 3.1

3.1.2 Porovnání výsledků simulací s měřeními

Tato část práce se zabývá zhodnocením výsledků simulací, rozdíly mezi simulovanými modely, a porovnáním simulací s reálnými změřenými daty.

Jak již bylo naznačeno předešlé části, lze očekávat určité rozdíly mezi výsledky simulací a samotným měřením, díky čemuž není možné dostatečně přesně rozhodnout, zda se reálné chování letounu za námi uvažovaných podmínek "blíží" více simulovaným nebo naměřeným hodnotám. Nabízí se ovšem dobrá příležitost alespoň přibližně odhadnout velikosti vlivu základních proměnných těchto komplexních systémů na velikost "míry neurčitosti", kterých se při obdobných analýzách a měřeních dopouštíme, pokud nemáme k dispozici více vyhovující měřicí podmínky, či precizněji popsany simulační model.

Vzhledem k tomu, že nejrealističtější definovaného popisu simulačního modelu bylo dosaženo v prostředí CST MWS, budou jeho výsledky použity jako určitá forma "reference". Tyto výsledky budou postupně porovnávány mezi sebou navzájem, v případě různých obměn některých nastavených parametrů v samotných simulacích (viz Tab. 3.1), a budou i postupně srovnávány s výsledky dosaženými jak za pomoci simulací v prostředí PAM-CEM, tak i se samotnými měřeními na letounu.

³⁹ U výsledků simulací je normalizace úrovní intenzit polí použito kvůli jejich lepšímu porovnání s výsledky měření, které jsou taktéž normalizované vůči svým referencím změřeným na OATS bez přítomnosti testovaného objektu (normalizované intenzity tak v podstatě představují převrácenou hodnotu stínící účinnosti).

3.1.2.1 Vliv "reálné" zemní roviny na rozdíly mezi simulacemi a měřením

Tato část kapitoly nastiňuje přibližný vliv ztrátové zemní roviny na chování elektromagnetického pole, které se nad ní šíří v podobě rovinné vlny a dopadá na ni pod úhlem, jenž se blíží 90°. ⁴⁰ Charakteristické chování elektrické intenzity tohoto pole je zkoumáno prostřednictvím vhodně definovaných řezů vůči tomuto rozhraní a měřících bodů, umístěných v různých výškách nad idealizovanou rovinou země.

Jak už bylo naznačeno v kapitole Kap. 3.1.1, reálná nedokonalá zemní rovina může hrát při porovnávání míry shody výsledků měření se simulacemi nezanedbatelný vliv. Její nepřesné zohlednění při měřeních nebo její nedostatečný popis při simulacích může za určitých okolností výrazně zkreslit celkový pohled na chování elektromagnetického pole v okolí testovaného objektu, a proto se často snažíme její vliv v těchto případech co nejvíce potlačit (důvod zde spočívá zejména v problémech, které jsou spojené s neurčitostí samotného chování reálné země při takovýchto měřeních a se správným a dostatečně realistickým popisem virtuální zemní roviny simulačního modelu (viz [126], [120], [121], [122])).

Jeden z nejjednodušších způsobů potlačení vlivu nedokonalé zemní roviny u těchto typů měření je založen na stejném principu, kterým se například snažíme potlačit vliv rušivých signálů pomocí "odečítání" úrovně pozadí od skutečných měřených hodnot při měřeních na otevřeném prostranství nebo kterým potlačujeme frekvenční proměnlivost vysílacích/přijímacích vlastností budících/měřících antén, a můžeme ho obecně definovat jako určitou formu "kalibrace" naměřených dat pomocí korekčních faktorů (referencí).

V případě reálného měření je vliv země zahrnut jak ve změřených úrovních pole za nepřítomnosti draku letounu, zde E_{ref} , tak v případě jejich změřených úrovní uvnitř trupu letounu (E_{meas}), a je tak možné jej v ideálním případě potlačit pomocí vztahu:

$$E_{KAL} = \frac{|E_{meas.}| [V/m]}{|E_{ref.}| [V/m]}, \quad (3.1)$$

kde je E_{kal} výsledná "zkalibrovaná", respektive normalizovaná, intenzita elektrického pole vztažená k 1 V/m (viz grafy uvedené v příloze Příloha č. 1, kapitola Kap. 3.1.2.2). ⁴¹

Tato jednoduchá matematická úprava dosažených výsledků ovšem neřeší možné problémy, se kterými se můžeme setkat při samotném definování simulačních modelů a jejich buzení. U některých simulací například můžeme snadno narazit na problém, kdy máme vhodně popsat reálná měření, kde budící vlna putuje prakticky paralelně se zemní rovinou. Tyto specifické případy šíření vlny na rozhraní mezi dvěma různými oblastmi s odlišnými, často neideálními a ztrátovými materiálovými vlastnostmi mohou být i v dnešní době velmi špatně definovatelné, a to zejména díky nutnosti správně pochopit možnosti nastavení okrajových podmínek a buzení dané simulační úlohy a díky procesu šíření takovéto vlny.

V případě šíření rovinné vlny na tomto typu rozhraní existují u simulací a analytických popisů zejména následující problémy [123]:

1. Nemožnost vybuzení horizontálně polarizované vlny (TE), kde narážíme na problém s okrajovou podmínkou ⁴². Příčinou je zde elektrická složka pole, která je paralelní s

⁴⁰ Bráno ke kolmici na toto rozhraní. Směr šíření vlny je tak prakticky rovnoběžný s rovinou uvažované země.

⁴¹ Pro zjištění těchto referenčních úrovní u simulací je nutné nechat simulační úlohu přepočítat ještě jednou, tentokrát bez vlivu měřeného objektu (buďto můžeme smazat celou geometrii analyzovaného modelu letounu, nebo jí přiřadíme parametry vzduchu; ve většině případů je vhodnější pouhá změna materiálových parametrů, jelikož se tak vyhneme problémům spojeným s následnou rozdílnou diskretizací analyzovaného prostoru).

vodivou plochou. Problém je možné obejít mírným "nakloněním" rovinné vlny (vektor k) vůči zemní rovině.

2. V případě vertikálně polarizované vlny jdoucí paralelně se zemní rovinou (TM), zde zase existuje problém s povrchovou vlnou (viz například známá Zenneck / Nortonova povrchová vlna). Zde se může prakticky jednat o jakékoliv rozhraní vzduch - ztrátová země, na kterém vznikne při lomu/odrazu komplexní vlnový vektor " k " (což je i častý případ při měření na OATS - **O**pen **A**rea **T**est **S**ite).
3. Znalost přesných el. parametrů zemní roviny použité při reálných měřeních je stěžejní pro správný popis chování elektromagnetické vlny na rozhraní vzduch-ztrátová země. Bez těchto parametrů nejsme prakticky schopni určit žádné ze stěžejních parametrů, které toto rozhraní definují (úhel lomu, činitele odrazu a přenosu, charakteristické impedance, polarizaci odražené a prošlé vlny, atd.).⁴³ [120]

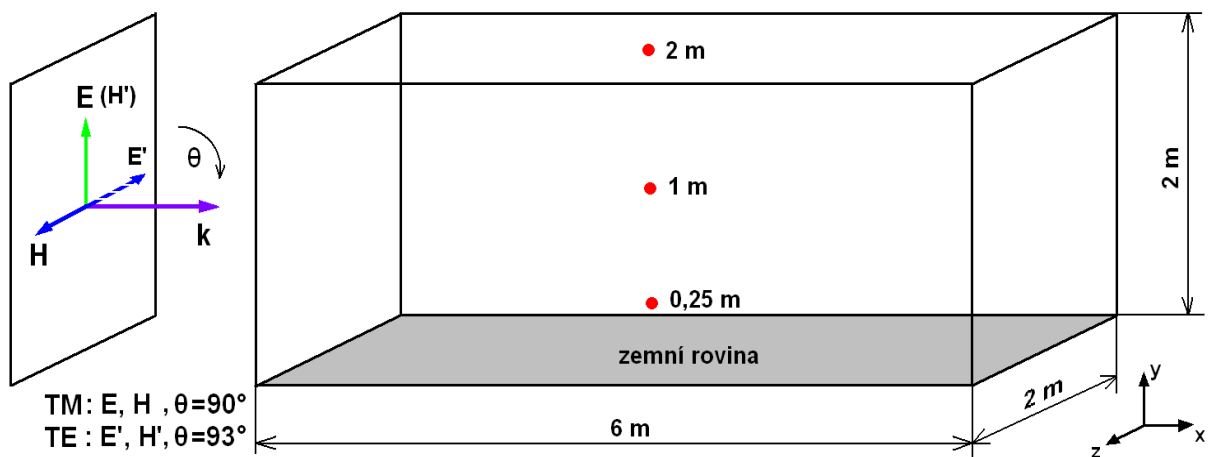
V konečném důsledku tak mohou výše zmíněné problémy vést ke znatelným rozdílům ve vývoji elektromagnetického pole v čase, a tím i jeho frekvenčního spektra, což může také vést k nemalým rozdílům mezi skutečným a predikovaným chováním tohoto pole v okolí testovaného objektu.

Vlivy polarizace budící vlny a změn vodivosti idealizované ztrátové zemní plochy je možné blíže sledovat na výsledcích níže diskutovaného ilustračního případu z prostředí CST MWS (viz Graf 3.1, Graf 3.2, Obr. 3.5, Obr. 3.6, Obr. 3.7, Obr. 3.8).

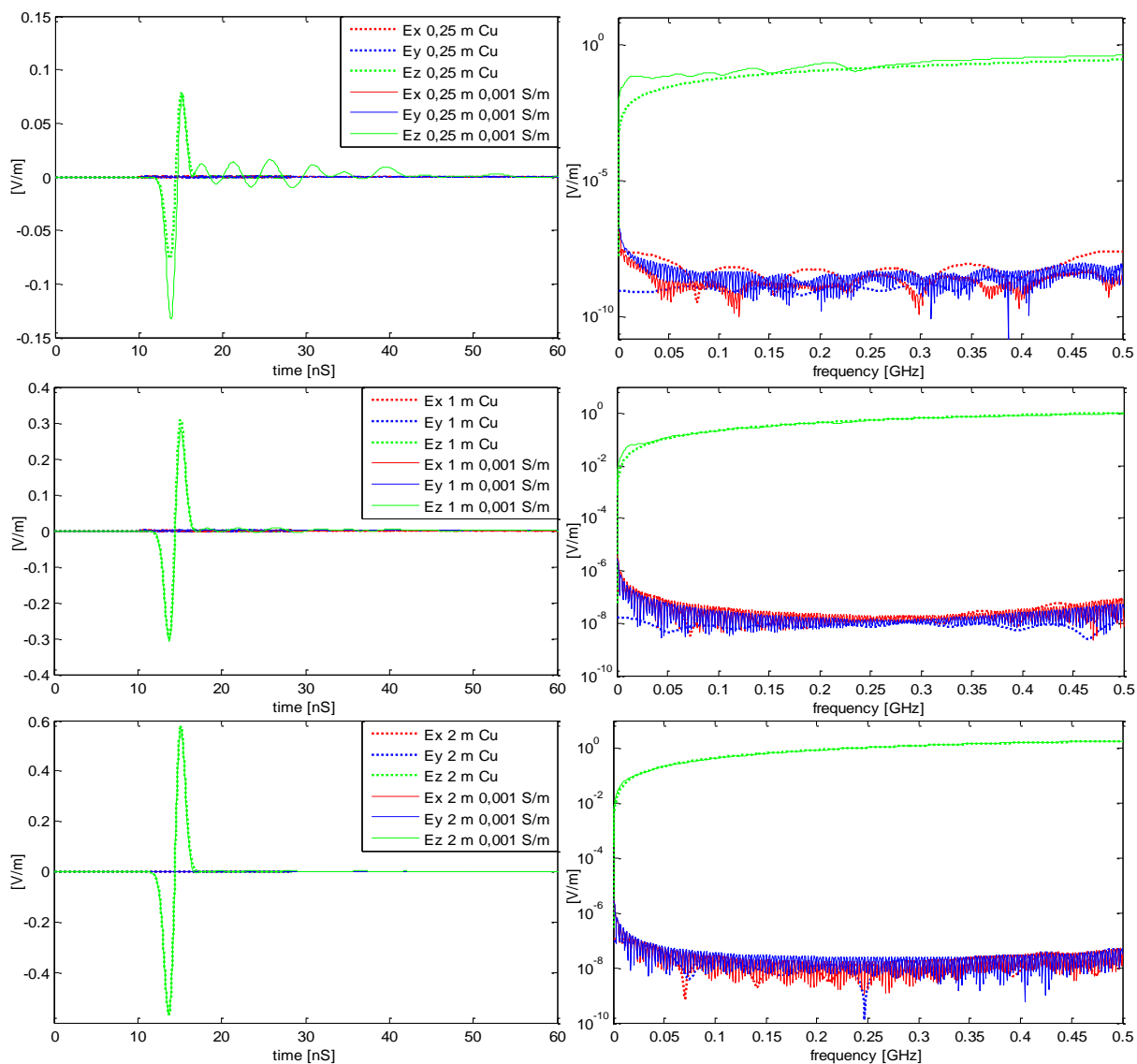
Jak lze rozpoznat se znázornění modelu prezentovaného na obrázku Obr. 3.4, jedná se o jednoduchý případ šíření elektromagnetické vlny nad zemní plochou ve vzduchovém hranolu o rozměrech 6m x 2m x 2 m, kde je zemní rovina definována pomocí vhodně zvolené okrajové podmínky ("Conductive Wall"), která ji jednou charakterizuje jako velmi dobře vodivou měděnou plochu ("Cu"; $\sigma = 5.72e+07 \text{ S/m}$) a jednou jako idealizovanou ztrátovou zem ("0,001 S/m").

⁴² Horizontální polarizace budící vlny není příliš vhodná ani při samotném měření, kdy objekt ozařujeme z velké vzdálenosti (zejména pokud nemáme dostatečně silný budící zdroj). Důvod spočívá v příliš silném "tlumení" horizontální elektrické složky těsně nad zemní rovinou. Tohoto jevu si je například možné všimnout při porovnání referenčních úrovní naměřených UTB pro horizontální a vertikální polarizaci (v případě horizontální polarizace dostáváme zhruba poloviční úroveň intenzit měřeného pole; nepředpokládáme zde, že by použitá kuličková, resp. balónková, sonda potlačovala některou ze složek měřeného elektrického pole).

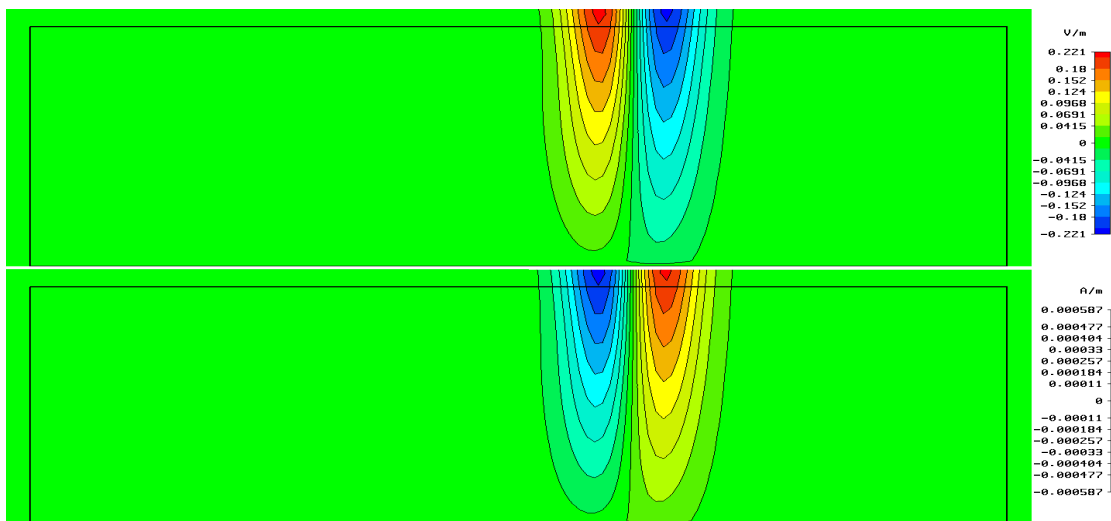
⁴³ Mimo to je dobré si také uvědomit, že i v dnešní době jsou ještě stále možnosti popisu reálné ztrátové země u podobných simulací velmi omezené. Pokud nechceme ztrátovou zem v simulační úloze popisovat za pomoci jedno, či vícevrstevných dielektrických bloků, což vede k výraznému nárůstu výpočetních nároků, existuje zde již pouze možnost jejího popsání za pomoci některé z vhodných okrajových podmínek, které daný software podporuje ($E_t = 0$, "Conductive Wall", atd. Z uvedeného je poté zřejmé, že tímto způsobem nemusíme některé reálné jevy na tomto rozhraní dostatečně přesně popsat).



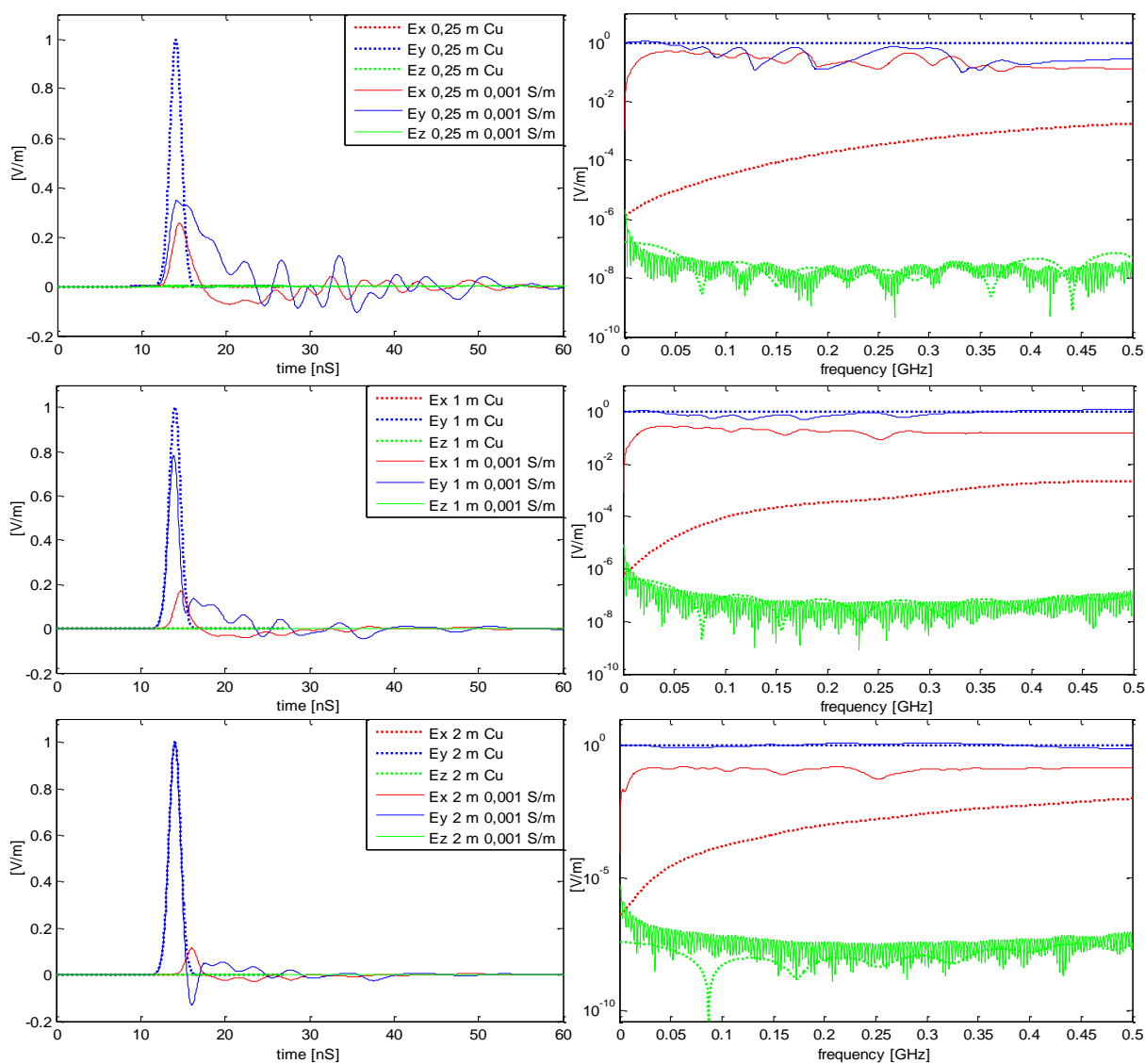
Obr. 3.4 Ilustrační znázornění vlivu zemní roviny z CST MWS



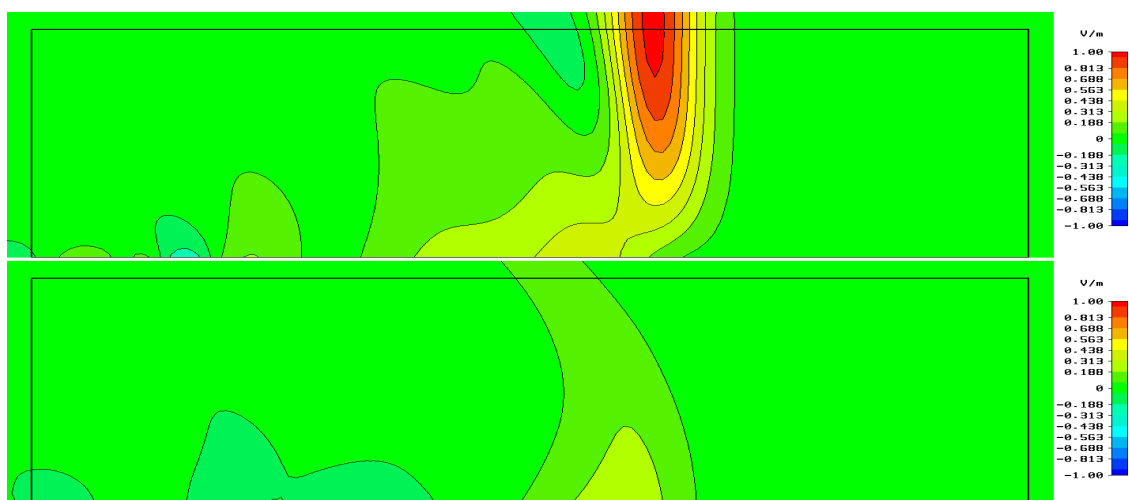
Graf 3.1 Vliv vodivosti idealizované zemní roviny na chování elektromagnetického pole ve výškách 0,25m; 1m a 2m, vybuzeného horizontální lineárně polarizovanou TEM rovinnou vlnu (TE), která na zem dopadá pod úhlem $\theta = 93^\circ$.



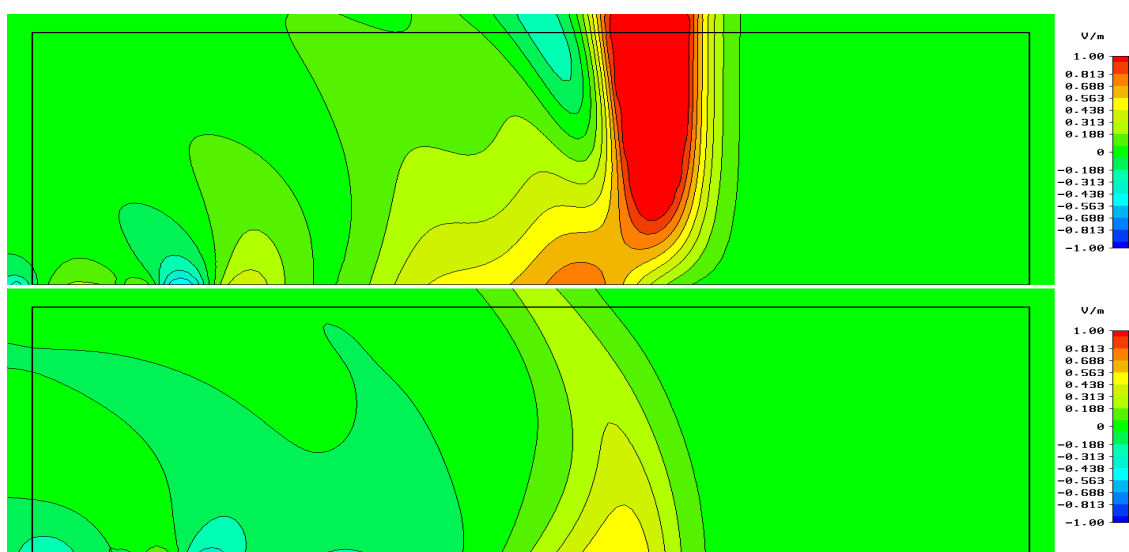
Obr. 3.5 Model šíření vlny pod úhlem $\theta = 93^\circ$ nad ztrátovou zemí (0,001 S/m) při buzení horizontální TEM vlnou; horizontální složka E (horní; směr kolmý na rovinu řezu) a vertikální složka H (dolní) elmag. pole



Graf 3.2 Vliv vodivosti idealizované zemní roviny na chování elektromagnetického pole ve výškách 0,25m; 1m a 2m, vybuzeného vertikální lineárně polarizovanou TEM rovinnou vlnu (TM), která na zem dopadá pod úhlem $\theta = 90^\circ$.



Obr. 3.6 Model šíření vlny paralelně nad ztrátovou zemí (0,001 S/m) při buzení vertikálně polarizovanou TEM vlnou; vertikální (horní) a podélná (dolní) složka pole ($\theta = 90^\circ$)



Obr. 3.7 Model šíření vlny pod úhlem $\theta = 93^\circ$ nad ztrátovou zemí (0,001 S/m) při buzení vertikálně polarizovanou TEM vlnou; vertikální (horní) a podélná (dolní) složka pole

Z výsledků popsaného ukázkového modelu šíření elektromagnetické vlny lze pro variantu buzení úlohy horizontálně polarizovanou vlnou vyvodit následující poznatky (viz Graf 3.1, Obr. 3.5):

- v malých výškách nad rovinou země ($\ll \lambda$) můžeme u obou variant vodivosti pozorovat podstatně slabší úrovně obou intenzit elektromagnetického pole než jakých bychom dosáhli při jeho šíření ve volném prostoru. Jak již bylo řečeno výše, tento jev vyplývá ze základních okrajových podmínek⁴⁴ a principů chování takto orientovaného elektromagnetického pole na rozhraní dvou odlišných materiálových prostředí (viz Obr. 3.8,[123]; $\rho_{TE} \rightarrow -1$).⁴⁵

⁴⁴ Tangenciální složky E pole jsou na rozhraní dvou různých materiálových prostředí spojitě: $E_{t_{n1}} - E_{t_{n2}} = 0$

⁴⁵ Mimo prezentovanou majoritní vertikální složku H pole na Obr. 3.5 zde samozřejmě existuje i podélná složka, která reprezentuje chování hustoty elektrického proudu J na rozhraní vzduch-země, tato je ovšem vlivem ztrátivosti prostředí ještě více tlumena než je tomu v případě velmi dobré vodivé země a nemá pro nás smysl ji zde prezentovat (v prezentovaném rozsahu úrovní intenzit magnetického pole by nešla rozeznat s pozadím).

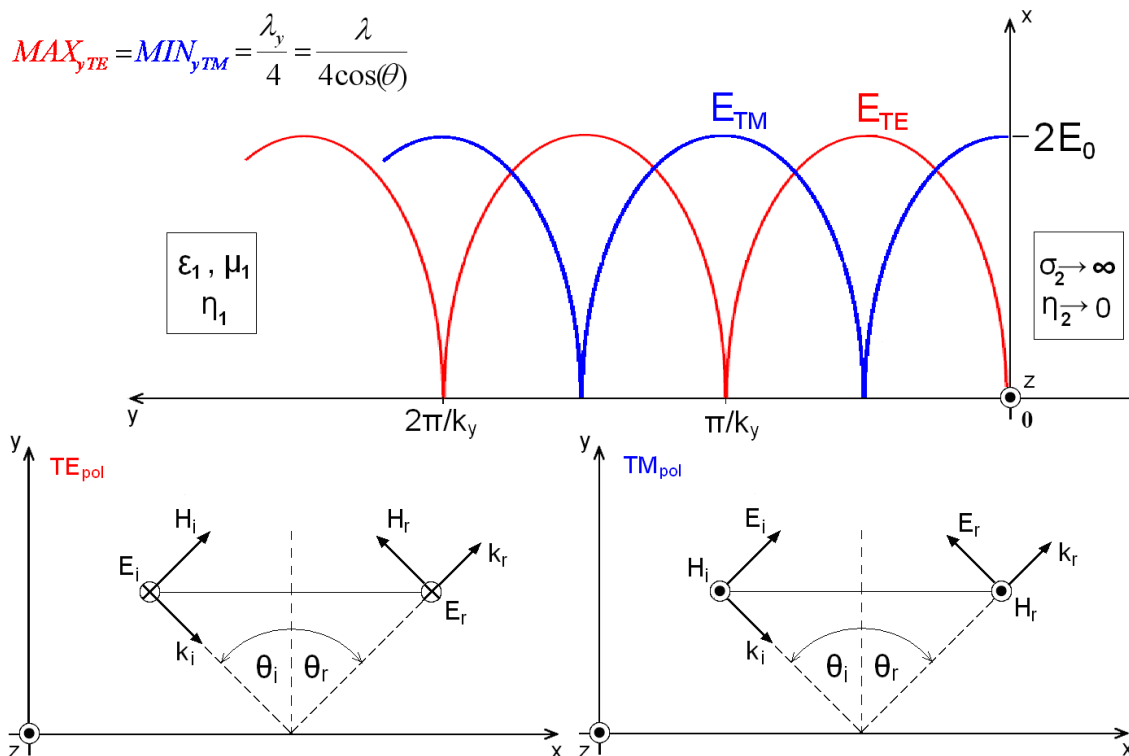
Silný ztrátový charakter dané polarizace na tomto rozhraní je možné také velmi dobře pozorovat i na změřených referenčních úrovních intenzit el. pole (viz Příloha č. 1, Graf P. 1.1, Graf P. 1.2), kde jsou jejich úrovně pro daný případ polarizace nižší oproti vertikální polarizaci přibližně o 6 až 10dB pro celý frekvenční rozsah.

- v případě málo vodivé varianty zemní plochy ("0,001 S/m") je možné v malých výškách nad rovinou země ($\ll \lambda$) pozorovat v časové oblasti mírné zákmity za hlavním bipolárním pulsem, které vznikají vlivem ztrátových vlastností tohoto rozhraní. V tomto případě jsou ovšem prakticky zanedbatelné již ve výškách nad 0,75 m pro celý námi sledovaný frekvenční rozsah.

Z výsledků pro případ buzení vertikálně polarizovanou vlnou zase můžeme vyvodit následující poznatky (viz Graf 3.2, Obr. 3.6, Obr. 3.7):

- v malých výškách nad rovinou země ($\ll \lambda$), můžeme pozorovat u ztrátové země ("0,001 S/m") výrazný pokles vertikální složky intenzity elektrického pole E_y . Tento pokles je tentokrát zapříčiněn transformací energie elektrického pole z vertikální do podélné složky E_x , která zde vzniká díky povrchové vlně šířící se podél tohoto rozhraní (viz Graf 3.2, Obr. 3.8). Z prezentovaných průběhů je také velmi dobře vidět, že poměr mezi vertikální a podélnou složkou je výrazně závislý na materiálových vlastnostech zemní roviny (v tomto případě její vodivosti).
- je zřejmé, že povrchová vlna, ovlivněná vlastnostmi ztrátové země a budící vlny, v tomto případě výrazněji deformuje původní gaussovský puls jenom zhruba do výšky 1m. Nad touto výškou již můžeme pro tento případ účinky vybuzečné povrchové vlny zanedbat (ve větších výškách se už bude výrazněji projevovat pouze charakteristické sčítání "přímé" a od země odražené elektromagnetické vlny, které zde ve výsledku vytvoří oblasti lokálních maxim a minim intenzit tohoto pole).
- charakteristickému "skládání" dopadající a odražené vlny na celkové chování elektromagnetického pole nad zemní rovinou se lze v případě prezentovaných simulací v programu CST MWS vyhnout použitím budící vertikálně polarizované vlny, jdoucí dokonale paralelně s rovinou země ($\theta=90^\circ$). Důvodem je absence podélné složky elektrického pole na rozhraní, díky které nemůže vníknout odražená vlna. Nad rovinou země se tak šíří zcela sama pouze "dopadající" (budící) rovinná vlna, a my tak pro případ dokonale vodivé země dostáváme stejné ozáření testovaného objektu, jako u ozáření objektu ve volném prostoru (to ovšem neplatí pro případy se ztrátovou zemí, kde je nutné počítat s vlivem povrchové vlny - viz Obr. 3.6, Graf 3.3; a tím ani pro porovnání simulací s reálnými měřeními).

V souladu s logikou chování elmag. vlny na tomto typu rozhraní, zde ztrátovost zemní roviny také způsobuje dosažení mírně vyšších úrovní intenzit horizontální složky elektrického pole v její blízkosti - tento jev lze zřetelně pozorovat na grafu Graf 3.1 pro průběhy E_z ve výšce 0,25m nad zemí, kde je elektrická intenzita pole zřetelně vyšší právě pro případ ztrátové země ("0,001 S/m").



Obr. 3.8 Stručná reprezentace charakteristického chování elektromagnetické vlny na rozhraní vzduch-perfektní vodič

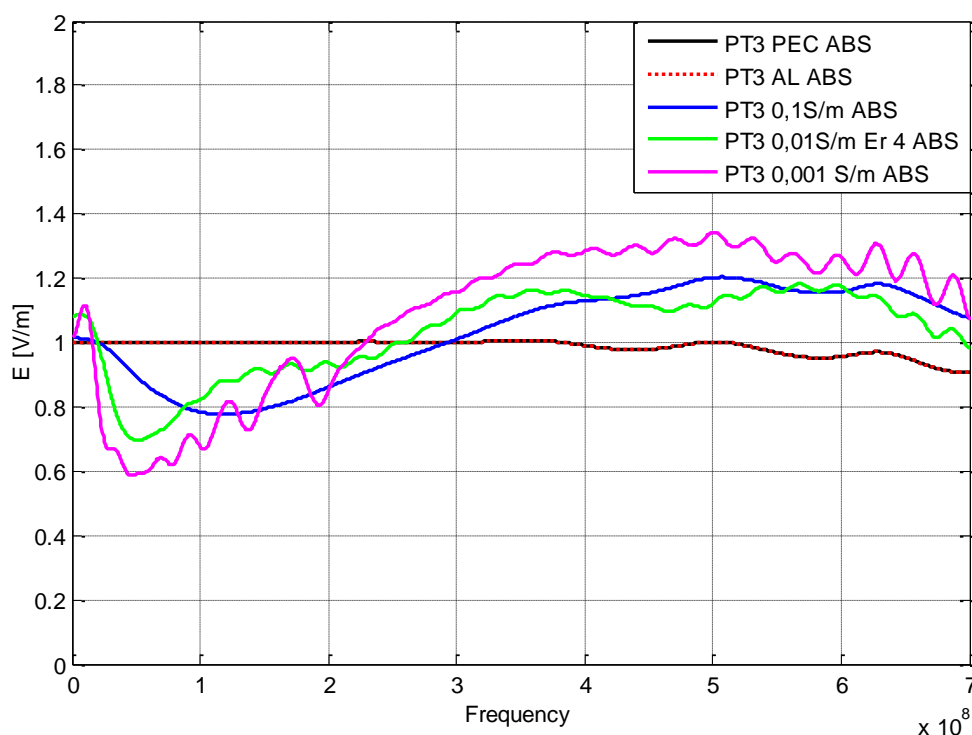
Nyní přejdeme zpět k chování idealizované ztrátové zemní plochy, která byla použita u simulací letounu VUT100.

Výsledky simulací prezentované v níže uvedeném grafu (Graf 3.3) charakterizují vliv změn el. parametrů popisujících ztrátovou zemní rovinu, použitou při analýze modelů uvedených v Tab. 3.1, v případě vertikálně polarizované rovinné vlny, šířící se podél země pod úhlem $\theta = 90^\circ$.⁴⁶ Jak je vidět, se snižující se vodivostí zemní roviny dochází ke "zvlnění" sledovaných úrovní intenzit el. pole. Toto zvlnění je způsobeno vybuzením povrchové vlny na rozhraní se zemní rovinou a vlivem příspěvků ostatních "minoritních" složek elmag. pole, které jsou díky ní zesíleny.⁴⁷ Velikost rozdílu maximální a minimální úrovně je v tomto případě nejvíce závislá především na vodivosti konkrétní zemní roviny a výšce/pozici bodu pozorování nad ní, což je v naprostém souladu s poznatky prezentovanými na úvodním ilustračním modelu (kompletní data popisující vliv země a výšky měřených bodů PT1, PT2 a PT3 na úroveň E pole jsou uvedena v přílohách Příloha č. 2, Graf P. 2.10, Graf P. 2.11, Graf P. 2.12, Graf P. 2.13). Jak lze z těchto průběhů vidět, vliv vodivosti zde nezpůsobuje chybu větší jak 5 dB.

⁴⁶ Přesnou pozici bodu PT3 vůči zemní rovině je možné lehce dovodit ze souřadnic uvedených v Tab. 3.2 (výška nad zemní rovinou je zde pro bod PT3 0,82 m)

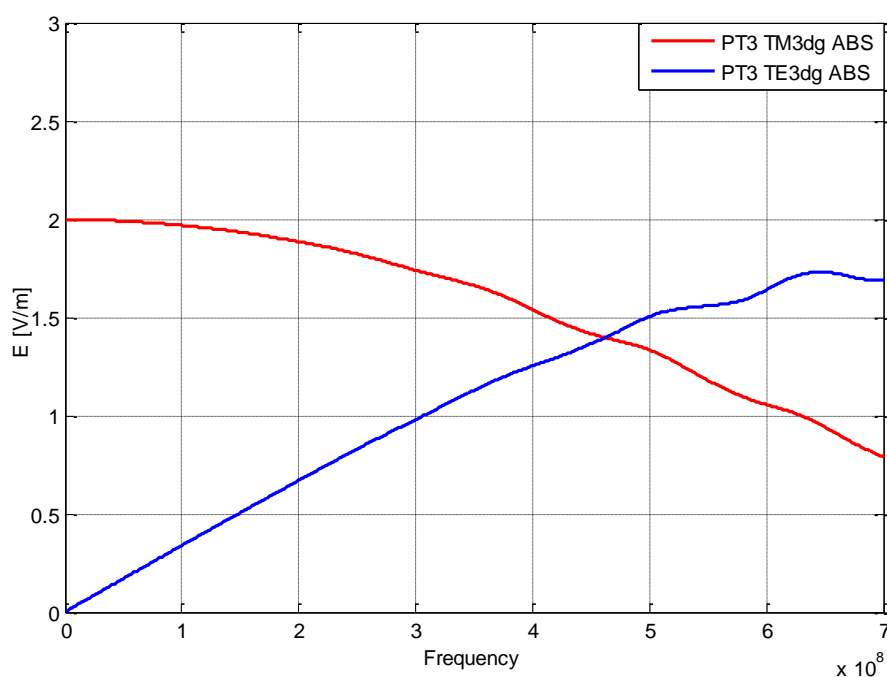
Úhel $\theta = 90^\circ$ zde byl vybrán pro lepší přehlednost vlivu ztrát. Nedochází zde při simulacích k průběžné změně velikosti složky celkové intenzity el. pole s kmitočtem.

⁴⁷ Také si zde můžeme všimnout velmi podobného charakteru chování průběhů intenzit el. pole jako v případě změřených referenčních hodnot, uvedených v Příloha č. 1 Graf P. 1.1



Graf 3.3 Vliv el. parametrů zemní roviny na rozložení pole v bodu PT3 (vertikální polarizace)

Na dalším uvedeném grafu je ověřen vliv polarizace vlny nad dobře vodivou zemní rovinou ($\sigma = 3,72 \times 10^7$ S/m) pro pozici bodu PT3 (viz Graf 3.4). Vlnový vektor k není ani pro jeden z uváděných případů rovnoběžný s rovinou země a má sklon $\theta = 87^\circ$ (TE_{3dg}). Tento sklon vektoru k je použit kvůli konzistenci porovnávaných simulačních modelů a nemožnosti dodržení okrajové podmínky v případě buzení simulované úlohy pro vlnu s horizontální polarizací, šířící se pod úhlem $\theta = 90^\circ$ (jak již bylo řečeno, elektrická intenzita pole by v tomto případě byla rovnoběžná s rovinou země).



Graf 3.4 Vliv polarizace na velikost intenzity el. pole v bodě PT3

3.1.2.2 Vliv „ideální“ zemní roviny na buzení modelu a obecný popis chování vazebních cest analyzovaného systému

V předchozí kapitole jsme se věnovali jednomu z nejčastějších případů orientace zdroje elektromagnetického pole vůči měřenému objektu nad reálnou ztrátovou zemní rovinou, kdy se dá směr šíření vybuzečné elektromagnetické vlny považovat vůči této rovině prakticky za paralelní. Chování takto orientované vlny jsme pak využili k diskusi o vlivu ztrátových vlastností zemní roviny na změny v charakteru chování tohoto pole, které následně budí námi analyzovanou konstrukci, či simulovaný model.

Tato podkapitola na tuto diskusi částečně navazuje skrze zevrubný popis problematiky spojené s budícími účinky zformovaného elektromagnetického pole nad ideální zemí na konstrukci analyzovaného modelu, které bylo vybuzeáno vzdáleným zdrojem v podobě rovinné vlny, jejíž směr již není možné, na rozdíl od předchozího případu, pokládat za paralelní s touto rovinou. S tím pak také souvisí i druhá oblast, která zde bude blíže diskutována, a tou jsou možnosti, jakým způsobem by šlo za daných podmínek účinky takového budícího pole dostatečně potlačit (toto téma bylo již částečně probíráno i v předchozí části práce – Kap. 3.1.2.1).

Důvodem takovéto diskuze je poté existence četných případů pozemních měření, kdy je chování letounu testováno i pro úhly, které již rozhodně nelze považovat za paralelní vůči zemní rovině. Tyto je pak možné v podstatě brát jako určitá kompromisní řešení požadavků na zjištění chování letounu i pro další možné varianty orientace potenciálně hazardního elektromagnetického pole, se kterými se letoun může za provozu ve vzduchu setkat

To, že obdobné typy měřících úloh mohou často představovat velmi obtížně řešitelný problém jak po stránce realizační, tak i finanční, je pak možné názorně vidět například na níže uvedených obrázcích (viz Obr. 3.9, [126]).⁴⁸



Obr. 3.9 Ilustrační příklady měření letounu na OATS (Levý: řešení umístění měřicí antény pro směry šíření budícího EM pole, jež nejsou paralelní s rovinou země; Pravý: dřevěná konstrukce umožňující dostatečné proměření spodních partií letounu a částečné potlačení vlivu země při měření) [125], [124]

Z výše uvedených obrázků je zcela jasné, že při popisu reálného a virtuálního testovacího prostředí zde zákonitě vzniknou takové rozdíly a omezení, které nás opět dovedou k již dříve zmíněnému problému: Pokud chceme výsledky simulační analýzy porovnávat s naměřenými hodnotami, je užitečné, aby byly tyto výsledky před jejich porovnáním nejdříve vhodně upraveny, a to tak, aby se principiální chování analyzovaného systému v obou porovnávaných případech co nejvíce podobalo tomu druhému. Toho je pak možné, a to často

⁴⁸ Je dobré si zde ovšem také uvědomit, že se tato oblast úloh díky tomu zároveň stává velmi dobrým zdrojem motivace pro začlenění simulací do tohoto druhu analýz.

relativně lehce, dosáhnout jejich normalizací, díky které jsme schopni potlačit některé z jejich společných faktorů, které zvyšují neurčitost jejich vzájemného porovnání.

Jako jednoduše představitelný a v praxi běžně užívaný příklad takového dodatečného zpracování získaných výsledků je zde možné uvést například potlačení vlivu změn výkonu budícího zdroje na získaná změřená data [126]. Demonstraci principu tohoto případu je možné například prezentovat na níže uvedeném vztahu pro převod naměřené intenzity elektrického pole E_{meas} , získané při výkonu budícího zdroje P_{meas} , na normalizovanou změřenou intenzitu el. pole E_{meas1W} , pro výkon budícího zdroje o výkonu $1W$:

$$E_{meas1W} = \sqrt{\frac{P_{1W}}{P_{meas}}} \cdot E_{meas} = \sqrt{\frac{1}{P_{meas}}} \cdot E_{meas} \quad [V / m]. \quad (3.2)$$

Principiálně je možné se stejným způsobem pokusit i o potlačení jiných nechtěných jevů, které jsou odvislé od specifik daných měření/simulací a které by mohly přispět k větším odchylkám mezi získanými výsledky při jejich následné analýze, a to zejména proto, abychom mohli co nejpřesněji a s co největší vypovídací hodnotou definovat námi hledané vlastnosti daného systému (např. proudovou odezvu na kabeláži, vztaženou k externímu homogennímu elektromagnetickému poli o velikosti $1V/m$).

Možný způsob potlačení vlivu jednoho z těchto jevů - zemní roviny - už byl částečně nastíněn v předchozí podkapitole Kap. 3.1.2.1 (viz vztah (3.1)), a bude i dále diskutován v kapitole Kap. 3.1.2.3, kde bude ve své zjednodušené formě použit na potlačení vlivu země a s ním spojeného vlivu úhlu dopadu θ na charakter rozložení dopadající budící vlny na analyzovaný model letounu během analýzy dosažených výsledků.

Je ale také zřejmé, že nevhodnou aplikací tohoto relativně jednoduchého způsobu řešení daného problému můžeme za jistých okolností dospět i k ne zcela přesným nebo dokonce chybným výsledkům. Například díky špatně zvolené referenci.

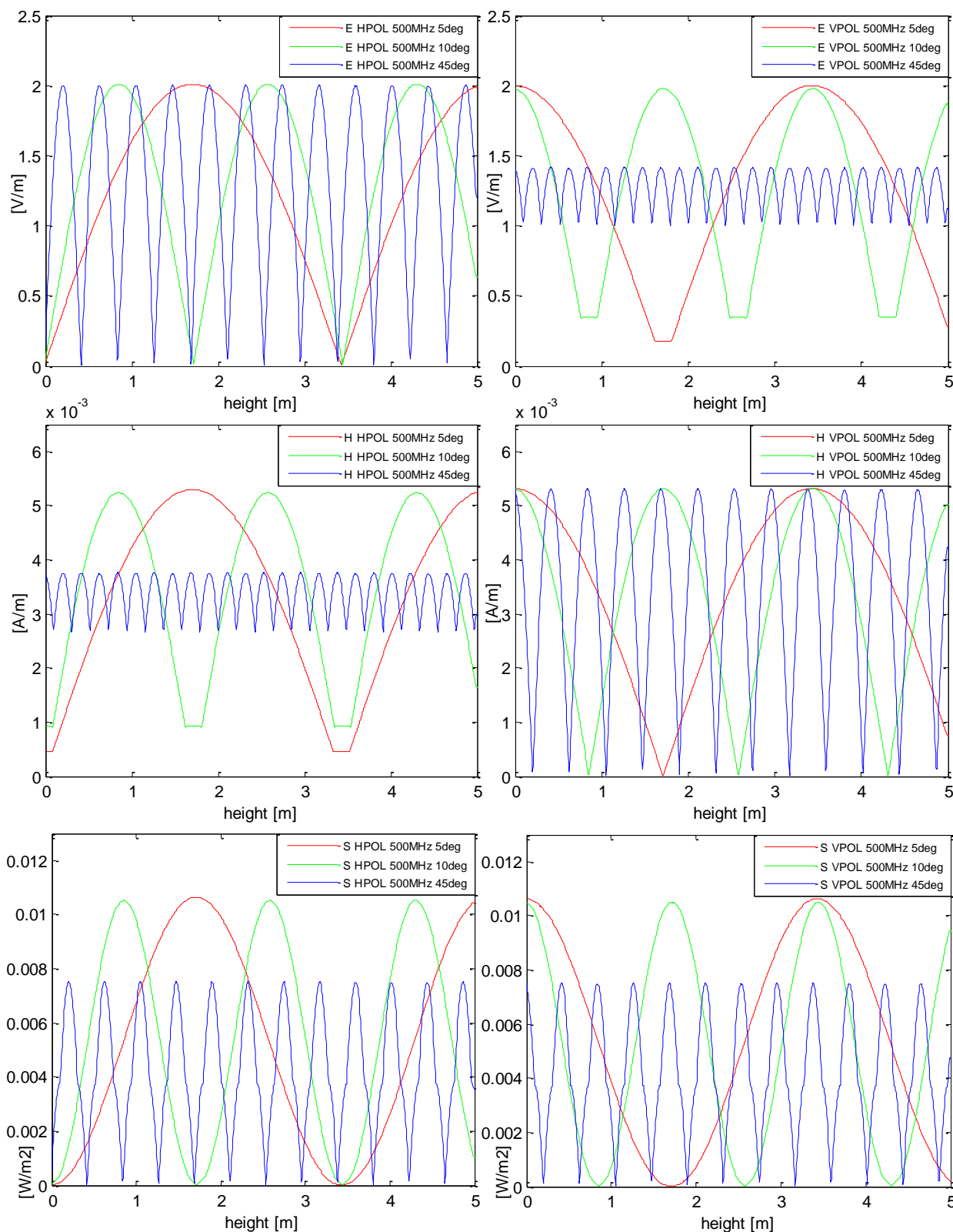
Než ovšem přejdeme k bližšímu popisu dané problematiky svázané se způsoby a úskalími spojenými s potlačením vlivu zemní roviny na externí elektromagnetické pole pomocí normalizace dosažených výsledků, uvedme si zde základní poznatky týkající se charakteristického chování takového pole nad zemní rovinou a principy jakými je toto chování řešeno v případě reálných měření.

Důvodem pro bližší popis chování elektromagnetického pole nad ideální zemní rovinou je zde zejména fakt, že je silně závislé na polarizaci budícího pole, úhlu, pod kterým dopadá na rozhraní se zemní rovinou (θ ; viz kapitola Kap. 3.1.2.1), výškou bodu pozorování nad ní a přirozeně i na frekvenci. Tyto čtyři faktory velmi silně ovlivňují, v případě simulací s ideální zemí můžeme dokonce říci, že zcela definují, výsledné rozložení elektromagnetického pole a tím i buzení vazebních cest analyzované struktury nad zemní rovinou.

Právě vliv těchto parametrů na buzení dílčích vazeb během měření/simulace letounu, či jiného obdobně komplexního objektu, je klíčový jak pro správné zhodnocení účinku externího prostředí na analyzovaný systém, tak i pro konečné zhodnocení reálné shody mezi provedenými simulacemi a reálnými měřeními v terénu.

Jak je možné snadno dovodit z poznatků z minulé kapitoly, chování reálné zemní roviny se od chování ideální zemní roviny používané při simulacích částečně liší. To vede k možným změnám v buzení modelu a tím pádem i k odchylkám v dosažených výsledcích. Problém je o to složitější, že dílčí vazby mezi vnitřním a vnějším prostředím sledovaného systému jsou často závislé/citlivé na odlišné typy buzení - některé vazby mají tendenci lépe přenášet budící energii pouze skrze jednu ze složek elektromagnetického pole a mohou být i citlivé na jejich

aktuální polarizaci, jiné vazby je možné zase charakterizovat přímo výkonově (například kruhové apertury s rozměry mnohonásobně většími než λ) [127], [128].



Graf 3.5 Reprezentace chování vertikálně a horizontálně polarizovaného elektromagnetického pole nad ideálně vodivou zemní rovinou z pohledu její elektrické magnetické a výkonové složky (v jejich absolutních hodnotách) pro tři odlišné případy jeho směru šíření k (rovinu daná vektorem šíření a horizontální složkou sledovaného budícího pole zde svírá s definovanou rovinou země úhel 5°, 10° a 45°)

Názorný případ komplexnosti takového chování externího pole a tím i buzení sledovaného systému, s nímž se běžné u obdobných případů setkáváme, je uveden na grafu Graf 3.5, a to pro dva základní typy polarizací, jež se v praxi v obdobných situacích nejběžněji používají.

Z prezentovaných průběhů chování elektromagnetického pole poté přirozeně vyplývá řada jeho známých a zde pro nás také zajímavých vlastností. První a nejdůležitější z nich je fakt, že u takového pole se s měnící se výškou setkáváme s oblastmi, kde se intenzita elektromagnetického pole, jejíž směr je kolmý vůči rovině dopadu vlny, vždy periodicky mění od prakticky nulových úrovní, až na úrovně odpovídající dvojnásobku původní úrovně intenzity budícího zdroje, jenž byl použit k jeho vybuzení (vlivem skládání dopadajících a odražených elektromagnetických vln). To, zda jde v danou chvíli o magnetickou či elektrickou složku, pak závisí především na typu polarizace.⁴⁹

Obdobné chování lze sledovat i v případě celkového výkonu pole, jenž může být z dané oblasti nad zemní rovinou přeneseno do vnitřního prostředí sledovaného modelu letounu, či jiného obdobného systému.⁵⁰

Jako další pro nás zajímavou skutečnost můžeme uvést i frekvenční chování složek pole rovnoběžných s rovinou dopadu, kde je možné pro případy s dobře vodivou zemní rovinou garantovat kolísání absolutní úrovně sledované složky intenzity pole přibližně v rozsahu od 3 až 20 dB, pokud uvažovaný úhel dopadu činí alespoň $\theta = 5^\circ$ (tento úhel garantuje pro zde popisovaný ideální případ velikosti složek maximálně v poměru 10:1).

Z výše zmíněných poznatků se poté nabízí i idea, že, v ideálním případě, pokud známe pozice majoritních vazeb mezi vnitřním a vnějším prostředím analyzovaného letounu a charakter budícího zdroje, by bylo za určitých specifických okolností a s jistými zjednodušeními možné nahradit chování externího prostředí analytickými vztahy, které by dokázaly dostatečně přesně definovat míru jejich vybuzení externím prostředím, bez nutnosti analyzovat chování tohoto prostředí v rámci dané simulace.

Tento přístup by mohl znamenat výraznou úsporu výpočetních nároků, jenž simulační analýza takto obsáhlých a komplexních systémů představuje. Další výhodou takového řešení by byla i možnost oddělit vlivy dílčích vazeb, jež budí sledovaný systém, od sebe, což by značně zvýšilo naši schopnost identifikace kritických oblastí, kterými proniká elektromagnetická energie z vnějšího prostředí do vnitřního, či naopak, a tím i výrazně zefektivnilo celkový návrh jejich ochrany z pohledu EMC.⁵¹

⁴⁹ Jinými slovy se tedy vždy jedná o horizontální složku pole, jejíž pozice minim a maxim jsou poté pro daný případ dále zcela definovány aktuálním úhlem dopadu θ a velikostí délky vlny λ .

⁵⁰ Samozřejmě že určitý podíl na vybuzení dané vazby má skrze povrchové proudy elektromagnetické pole v celém okolí konstrukce letounu. Ovšem, takovéto případy, kdy povrchové proudy, které jsou více méně excitované okolním polem v jiné části konstrukce letounu, hrají majoritní roli při vybuzení vazby v námi sledované oblasti, jsou zřídka. Mohou se vyskytnout například v oblastech kmitočtů, kde geometrické rozměry konstrukce letounu a sledované vazby vytvářejí vhodné prostředí pro vznik rezonancí. V případě velmi vysokých kmitočtů (několik GHz a výše), je již poté možné takové vlivy často zanedbávat. Čehož s výhodou využívají různé techniky pro analýzu obdobných systémů, jako je například PWB.

⁵¹ Bohužel, dnešní simulační nástroje, jež dokážou obdobné úlohy zpracovat, nám většinou neposkytují tak bohaté možnosti ve vhodném charakterizování budících zdrojů pro takovéto případy. Jediným komerčně známým softwarem, který do jisté míry dokáže obdobné buzení systému nyní zrealizovat je CRIPTE, a to pouze na základě zjednodušených vztahů, u nichž přímo definujeme nejenom sílu buzení dané vazební cesty, ale i její chování ve značně idealizované formě (jako příklad zde můžeme uvést například běžně užívané analytické vztahy pro popis přenosu elmag. energie skrze kruhové či obdélníkové apertury apod.). Což nám v mnoha případech nemusí poskytnout dostatečně velký prostor pro realistickou definici chování této vazby u tak komplexních a geometricky složitých modelů jako je letadlo v celém zamýšleném rozsahu kmitočtů, jež bychom chtěli běžně analyzovat.

Tyto poznatky nás poté vedou k dalšímu důvodu použití normalizace získaných výsledků simulací a měření.

V dosavadní praxi spojené s analýzou chování elektromagnetického pole v blízkém okolí a vnitřních prostorách letounu stále platí, že nás nejvíce zajímá jeho chování bez vlivu zemní roviny - případ letadla ve vzduchu, kde běžně uvažujeme o budícím vnějším poli jako o homogenní rovinné vlně dopadající na letoun z definovaného směru.⁵² Důvodem je především fakt, že spodní části letounu jsou za letu nejvíce vystaveny přímému účinku elektromagnetického pole většiny silných pozemních zdrojů, se kterými se letoun při běžném provozu bude setkávat (nehledě k tomu, že funkčnost řízení podvozku a jeho dostatečná ochrana je stěžejní pro bezpečnost provozu letounu).

Z tohoto důvodu, a s ohledem na chování elektromagnetického pole popsáno v předchozí podkapitole a v grafech Graf 3.5, je zřejmé, že obvyklá před-certifikační měření, ba ani některé "levnější" druhy certifikačních měření, tak jak jsou dnes běžně prováděny, nedokážou zaručit úplné a dostatečně reprezentativní otestování těchto partií letounu na účinky HIRF polí za všech podmínek, které bychom z pohledu návrhu ochrany letounu potřebovali.⁵³

Jediným dalším možným řešením je pak již pouze provedení měření v dostatečně velké bezodrazové komoře s potřebným vybavením, nebo měření na otevřeném prostranství, kdy je letoun umístěn na celodřevěné konstrukci v dostatečné výšce nad zemí (viz Obr. 3.9, Obr. 3.10).⁵⁴



Obr. 3.10 Ilustrační foto měření letounu v bezodrazové komoře - bez vlivu zemní roviny [124]

⁵² Tento předpoklad je úzce spojen s běžně prováděnou idealizací elmag. zdrojů silných polí, kterým může být letoun za letu vystaven. Důvodem je zde poté fakt, že většina těchto zdrojů je bezpečně situována ve vzdálené oblasti.

⁵³ V tomto bodě je často brán v potaz fakt, že za letu je podvozkový prostor uzavřen, a tudíž dostatečně chráněn před případnými účinky HIRF pole. Problémem ovšem je, že tento argument se týká již relativně bezpečné fáze letu a nebere v potaz přistávací a vzletovou fázi letounu. Také je zde dobré podotknout, že v případě prvních letových zkoušek je běžnou praxí nechat pro případ nečekaných problémů podvozek zafixovaný ve vysunutě poloze. Tím pádem je možné na obdobné problémy nečekaně narazit i v pozdějších fázích testování letounu.

⁵⁴ Takovéto testy se v praxi ovšem příliš nepoužívají kvůli jejich extrémní finanční náročnosti. Jeden den takového měření totiž může běžně v dnešní době stát i více jak 150 000 Kč.

Z tohoto pohledu je poté zcela zřejmé, že simulace letounu v otevřeném prostoru bez vlivu zemní roviny zde představují z hlediska finanční zátěže na testování a náročnosti realizace daného reálného měření daleko efektivnější variantu.

Je také důležité podotknout, že obdobné simulační analýzy letounu v otevřeném prostoru představují prakticky za všech okolností snazší variantu jak z pohledu možných výpočetních nároků na takovýto typ úlohy, tak i z pohledu vyspělosti výpočetního softwaru, jež budeme pro daný typ analýzy chtít použít.

Stále nám zde ovšem zůstává zmiňovaná nutnost prokázat shodu mezi provedenými měřeními a simulacemi.

S přihlédnutím na všechny proměnné, kterými se simulace a měření od sebe běžně liší, se za těchto okolností poté jako nejlepší "etalon" pro zjištění shody mezi těmito výsledky jeví takové sledované veličiny, které v sobě již z principu potlačují alespoň některé nežádoucí proměnné.

Mezi ně patří zejména takzvané "poměrové" veličiny, jako například stínící účinnost SE .⁵⁵

Spíše pak pro formální verifikaci shody mezi měřeným a simulovaným stanovištěm je možné analogicky použít i obdoby běžně uváděného útlumu měřicího stanoviště (NSA , SA). Ten běžně vyjadřuje dosaženou shodu mezi chováním reálného měřicího pracoviště vůči jeho analytickému obrazu, a nabízí se zde tedy i jeho obdobné využití v případě samotných simulací, zejména pak v případech, kdy jsou v simulačním modelu začleněny i různé varianty chování ztrátové zemní roviny.⁵⁶

Vzájemné vztahy mezi těmito parametry můžeme v případě simulační analýzy popsat například následujícím způsobem:

Útlum příslušného virtuálního pracoviště je možné vyjádřit vztahem:

$$SA = \frac{P_{source}}{P_{meas.}} = \frac{E_{source}}{E_{meas.}} = \frac{U_{source} \cdot AF_T}{U_{meas.} \cdot AF_R} \quad [-], \quad (3.3)$$

kde P_{source} , E_{source} a U_{source} představují výkon, intenzitu elektrického pole a napětí na vysílací straně (chování samotného zdroje), $P_{meas.}$, $E_{meas.}$ a $U_{meas.}$ představují sledovaný výkon, intenzitu elektrického pole a napětí na straně přijímací (obsahují vliv okolního prostředí, v němž budeme daný systém analyzovat na sledovanou veličinu) a členy AF_T , AF_R představují anténní faktory vysílací a přijímací antény, jenž byly při měření použity.

Pokud v měřicím řetězci pro určení SA nepoužíváme žádné modely vysílací a měřicí anténní soustavy a jako zdroj buzení je použita rovinná lineárně polarizovaná vlna o výkonu IW a amplitudě el. pole 1 V/m , což je typický případ budícího zdroje pro tento typ simulačních úloh, můžeme říci že:

$$SA_{dB} = NSA_{dB} = 20 \log E_{source} - 20 \log E_{obs.} = -20 \log E_{obs.}. \quad (3.4)$$

⁵⁵ Stejného principu se ale běžně využívá i u jiných veličin, například veličiny popisující chování proudů a napětí na kabeláži, které se obdobným způsobem velmi často vztahují k referenční úrovni 1 V/m normalizovaného budícího zdroje.

⁵⁶ V případě simulací pole nad ideální vodivou zemí můžeme tento krok bezesporu vypustit, jelikož zde není důvodu si myslet, že by došlo v tomto případě k natolik velkým odchylkám v chování mezi analytickými a numerickými metodami, aby byl překročen normou definovaný limit $\pm 4\text{dB}$. Porovnání těchto parametrů má ovšem smysl v případech, kdy se snažíme do simulací začlenit i co nejvíce reálné chování zemní roviny, nebo se snažíme v následné analýze vyčíslit, s jak velkou mírou se daná prostředí od sebe v daném případě vlastně liší.

NSA v tomto případě představuje parametr charakterizující tzv. normalizovaný útlum měřicího stanoviště a, jak je z výše uvedeného vztahu zřejmé, je pro dané nastavení budícího pole v uvažované simulační úloze totožný s SA.

Obdobným způsobem lze vyjádřit i prvně zmiňovanou stínící účinnost SE , jež ve své podstatě popisuje poměrově míru přenosu energie mezi elektromagnetickým polem vytvořeným budícím zdrojem v okolí simulačního modelu (vnější prostředí) a námi specifikovanou oblastí v jeho vnitřním prostoru (vnitřní prostředí). Vztah, který tento přenos popisuje, je možné obecně zapsat následovně (např. viz [129]):

$$SE_{dB} = 10 \log \left(\frac{|P_{ext.}|}{|P_{int.}|} \right) \cong 20 \log \left(\frac{|E_{ext.}|}{|E_{int.}|} \right) = 20 \log \left(\frac{|H_{ext.}|}{|H_{int.}|} \right), \quad (3.5)$$

pokud pro výše uvedené členy platí že

$$P = \frac{E^2}{Z_{we}} = H^2 \cdot Z_{wm}, \quad (3.6)$$

kde Z_{we} a Z_{wm} charakterizují impedanci elektrické a magnetické složky vlny šířící se v daném prostředí, a můžeme jejich vzájemný vztah popsat podmínkou:

$$Z_{we} \cong Z_{wm} \cong Z_w, \quad (3.7)$$

v níž Z_w představuje vlastní impedanci daného prostředí (např. 377Ω v případě vakua)⁵⁷.

Z uvedených vzorců poté vyplývá, že pomocí dílčích složek pole uvedených ve vztahu (3.5) lze popsat stínící účinnost pouze v případě, kdy je měřené pole v dostatečné vzdálenosti od kovové konstrukce modelu a platí podmínka (3.7). Pokud tato podmínka není splněna, nelze tedy říci, že námi sledované složky elektromagnetického pole leží v dostatečně vzdálené oblasti (viz Graf 3.6), jeví se jako vhodnější popisovat jeho stínící účinnost pro každou z těchto složek odděleně. Je tedy možné tuto jeho vlastnost popsat například skrze následující vztahy: ([130], [131])

$$EFS_{dB} = -20 \log \left(\frac{|\bar{E}_{meas.}|}{|\bar{E}_{ref.}|} \right), \quad (3.8)$$

$$MFS_{dB} = -20 \log \left(\frac{|\bar{H}_{meas.}|}{|\bar{H}_{ref.}|} \right), \quad (3.9)$$

$$RSEE_{dB} = 10 \log \left(\frac{\iiint \epsilon_0 \epsilon_r \cdot |E_{meas.}|^2 \partial V}{\iiint \epsilon_0 \epsilon_r \cdot |E_{ref.}|^2 \partial V} \right). \quad (3.10)$$

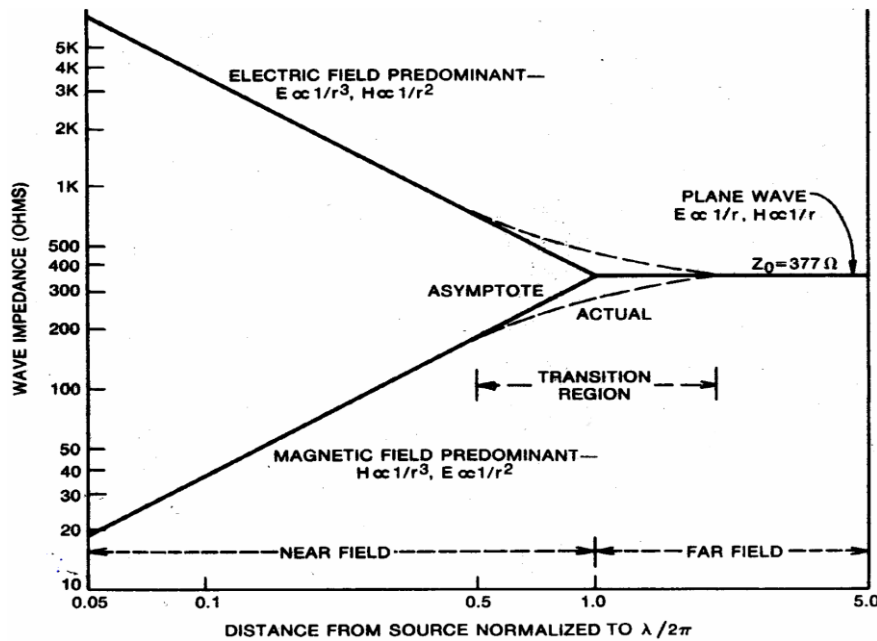
⁵⁷ Podmínka zajišťuje, že oblast kde je měřena odezva na elmag. pole budícího signálu splňuje předpoklady volného otevřeného prostoru. Důvodem je fakt, že konstrukce analyzovaného modelu, zejména pak jeho vazební části, se z pohledu vnitřního prostředí chová jako zdroj buzení (vybuzený vnějším externím polem skrze přítomné vazební cesty), jenž v tomto vnitřním prostředí pomáhá formovat chování elmag. pole. Tudíž v něm nelze za všech okolností počítat s podmínkou, kdy je impedance prostředí pro magnetickou a elektrickou složku stejná.

To může lehce vyústit v celkem běžnou chybu, jenž spočívá v nedostatečně přesné definici charakteru stínící účinnosti, jenž byla získána během EMC měření / simulací, a v konečném důsledku i k nesprávnému vyhodnocení kritičnosti chování pole v dané oblasti, při následném vyhodnocení získaných výsledků.

První dva výše uvedené vzorce popisují stínící účinnost analyzovaného systému z pohledu elektrické a magnetické složky pole, poslední vzorec definuje stínící účinnost skrze poměr mezi celkovou energií pole zjištěnou měřením či simulací v námi definovaném prostoru bez a za přítomnosti daného modelu. Členy označené jako E_{meas} , H_{meas} zde představují složky pole zjištěné, resp. změřené, ve zvolené oblasti uvnitř analyzovaného modelu. Členy $E_{\text{ref.}}$, $H_{\text{ref.}}$ zde dle obecné definice, často prezentované v literatuře na jednoduchých modelech, představují zjištěné složky pole pro případ, kdy je vliv konstrukce modelu z celkového analyzovaného systému odstraněn (model není při měření/simulaci přítomen a neovlivňuje chování vybuzeného elmag. pole).[131], [130].

Pokud poté porovnáme výše uvedený vztah definující stínící účinnost analyzovaného modelu z pohledu elektrické složky pole (vztah (3.8)) se vztahem použitým pro popsání normalizované hodnoty intenzity elektrického pole vyjádřeného pomocí vztahu (3.1) v kapitole Kap. 3.1.2.1, je možné tvrdit že:

$$E_{KAL\text{ dB}} = \frac{1}{EFS_{dB}}. \quad (3.11)$$



Graf 3.6 Ilustrační prezentace chování vlnové impedance v závislosti na vzdálenosti od zdroje pole (zde charakterizován skrze elektrický a magnetický elementární dipól; převzato z [130], [129])

Další zajímavý poznatek plynoucí z podmínky popsané vztahy (3.6) a (3.7) se týká vlivu pozice sledované oblasti uvnitř modelu na rozdíly mezi výsledky získanými jeho měřením a simulací. Jak je zřejmé z ilustračních průběhů charakteru chování impedance pole v závislosti na vzdálenosti pro případ elementárních dipólů uvedených v grafu Graf 3.6, obecně platí, že pokud určíme měřící bod příliš blízko ke zdroji elektromagnetického pole, což může být i kovová konstrukce modelu, po které teče proud, dostaneme se do oblasti, kde již může být impedanční chování v blízkém okolí vytvořeného virtuálního modelu, ve kterém zjišťujeme chování elektromagnetického pole, velmi špatně definovatelné a obecně zde tak hrozí výrazné odchýlení od jeho chování v realitě. To může přirozeně vést k významným změnám v chování sledované elektrické a magnetické složky pole v dané oblasti, a tím logicky i k nárůstu velikosti možné chyby, se kterou je zde nutné počítat.

Důvody těchto odchylek mezi reálným a virtuálním chováním impedance prostředí v okolí konstrukce modelu poté pramení zejména z geometrických, materiálových a vazebních rozdílů, z odlišností a zjednodušení mezi reálnou konstrukcí a virtuálním simulačním modelem analyzovaného systému, a samozřejmě i se vždy přítomných neurčitostí, svázaných se samotnými výpočetními metodami, jež byly v daném případě použity.⁵⁸

Z popisu zde uvedených poměrových veličin dále jasně vyplývá, že nejdůležitějším činitelem, jenž skrze ně ovlivňuje korektní normalizaci sledovaných vlastností zkoumaného systému je náležitý popis jejich referenčních úrovní. Ačkoliv se na první pohled může zdát určení těchto referencí vcelku jednoduché, může se nám jejich korektní stanovení značně zkomplikovat, a to zejména pokud se jedná o analýzu netriviálních systémů, například jako zde probírané malé kompozitní letadlo.

V těchto případech spočívá problém především v reálné možnosti současného uplatnění více vazeb, jenž v daném okamžiku přenáší elektromagnetickou energii mezi dílčími "vrstvami" systému a kdy může být každá z těchto vazeb vybudena odlišnou úrovní, či jinými parametry charakterizujícími aktuální důsledky chování budícího zdroje v jejich blízkosti.

V případě reálných měření ale tento zásadní problém řada doporučení, jako jsou například [126], [132], [133], zmiňuje pouze částečně a spíše jen formálně upozorňují čtenáře na fakt, že musí u elektromagnetického pole garantovat jeho co nejvíce uniformní chování v okolí celého sledovaného systému / letadla (cca. 3 - 4dB), nebo alespoň jeho dílčích částí, které nás v daný okamžik nejvíce zajímají a u nichž nejsme jinak schopni zajistit potřebné úroveň a chování budícího pole (např. specifické prostory v letadle s citlivou elektronikou, jenž není možné jednoduše vybudit v případě ozáření celého letadla).⁵⁹

Jak ovšem řešit případy, kdy specifické chování pole v okolí analyzovaného objektu nesplňuje tuto podmínku, již ale tyto dokumenty příliš neřeší. Je proto nutné abychom našli vhodné způsoby jak substituovat požadovanou uniformitu buzení jeho dílčích vazeb sami. Například potlačením charakteristického chování dílčích vlivů, které nelze z měřícího procesu či simulace odstranit přímo, ale až posléze, právě třeba jejich normalizací.

Za typický příklad výrazně proměnlivého prostředí, které spadá do této problematické kategorie, jelikož je schopno současně odlišně budit dílčí vazební cesty zkoumaného systému, můžeme uvést právě chování elektromagnetického pole nad zemní rovinou, jež bylo zevrubně probráno na začátku této podkapitoly.

Pro demonstraci chování vazebních cest a korektního popisu dílčích stínících účinností, resp. vlivu konstrukce na normalizované chování elektromagnetického pole v jejím vnitřním prostoru, můžeme pro takovýto typ prostředí například použít funkčního schématu uvedeného na Obr. 3.11, jehož matematický zápis je možné vyjádřit následujícím vztahem:

$$P_{\text{int}}(f) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n P_{\text{ext} \rightarrow \text{in}.i}(f) \cdot Z_j(f) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n P_{\text{ext}.i}(f) \cdot Z_{\text{ext}.j}(f) \cdot Z_j(f), \quad (3.12)$$

⁵⁸ Geometrické a vazební rozdíly jsou způsobeny zjednodušováním geometrie modelu při jeho pre-processingu (vazebními rozdíly se v tomto případě myslí popis reálného spojení dílčích částí konstrukce modelu - nýtové spoje, apod.). Materiálové rozdíly jsou přímo svázané s použitou metodou výpočtu a rozdíly mezi reálným chováním daného materiálu a jeho aproximací použitou v simulačním modelu. Mezi nepřesnosti svázané s použitou metodou výpočtu a simulačním modelem poté můžeme zmínit například rozdíly vzniklé při zasíťování modelu (jako názorný analogický případ si zde například můžeme představit rozdíly ve zjištěném impedančním chování simulačního modelu koaxiálního vedení, či jiné vlnovodné struktury, v závislosti na hustotě jeho zasíťování. U velkých simulačních modelů, jakými jsou i letadla, jsou ovšem obdobné možnosti velmi přesného popisu jeho dílčích částí z důvodu jak výpočetních, tak i časových nároků velmi omezené i v dnešní době.).

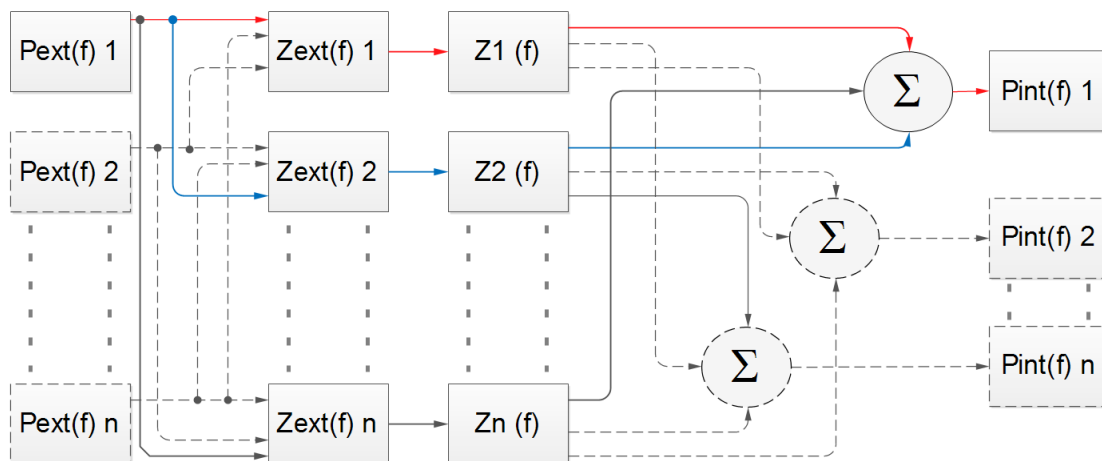
⁵⁹ Důvodem je zejména fakt že jakékoliv řešení "ideální" varianty vybudění reálného letounu je prakticky nemožné, což často přiznávají i sami autoři těchto doporučení.

kde $P_{ext}(f)$, $Z_{ex}(f)$ a $Z(f)$ v tomto pořadí představují výkon externího budícího zdroje, přenosovou funkci mezi tímto externím zdrojem a pozicí dílčí vazby (vliv zemní roviny), a přenosovou funkci mezi touto vazbou a definovanou oblastí našeho zájmu ve vnitřním prostředí (resp. nižší vrstvě) námi sledovaného systému.

Toto schéma zde v podstatě popisuje nejjednodušší možnou reprezentaci přenosu mezi dvěma vrstvami analyzovaného systému, kde jedna vrstva představuje chování vnějšího elektromagnetického pole v blízkém okolí zvolených vazebních cest, které bylo vybudeno vzdáleným zdrojem elektromagnetického pole, a druhá reprezentuje vnitřní prostředí trupu letounu v místě měření, jenž je vybudeno skrze jejich dílčí příspěvky.

Vliv dílčích částí takového přenosového řetězce a možnosti jejich vhodné normalizace pro potřeby EMC je tak možné relativně přehledně prezentovat například na jednoduchém modelu, uvedeném na obrázku Obr. 3.12.

Jak je vidět, základ tohoto modelu tvoří kovová konstrukce tvaru dutého hranolu se čtvercovým otvorem v jeho horní části, jenž je umístěn nad ideální vodivou zemí. Jako buzení zde byla pro lepší přehlednost a jednoznačnost zvolena rovinná lineárně polarizovaná vlna, jejíž směr šíření svírá s rovinou země úhel α .



Obr. 3.11 Funkční schéma cesty přenosu energie mezi budícím zdrojem a sledovanou oblastí uvnitř analyzovaného systému (jednoúrovňový přenos)

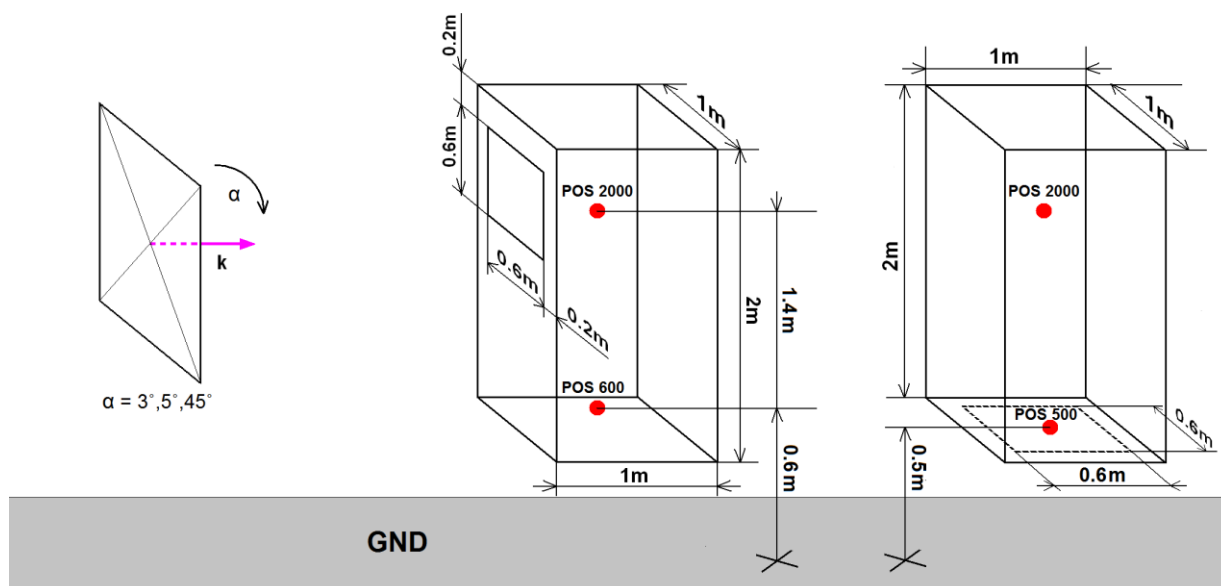
Obecně pak lze takto definovaný model pomocí teorie o elektromagnetické topologii a poznatků o obecném chování elektromagnetického pole v dílčích částech uvedeného přenosového řetězce rozdělit na dvě základní varianty, jak lze daný systém chápat.

První varianta je založena na popisu chování elektromagnetického pole jako celku. To znamená, že chování elektromagnetického pole je v dané části řetězce nedělitelné a je možné sledovat pouze jeho celkové chování v dílčích částech systému.

Důvodem takového pojetí chápání sledovaného pole a jeho přenosu pak hlavně bývá nemožnost dostatečně věrohodně od sebe rozlišit dílčí procesy, které k tomuto celkovému chování pole přispívají. Je tedy nasnadě, že tato varianta nejvíce odpovídá běžnému pohledu na chování pole z pozice reálných měření v EMC.⁶⁰

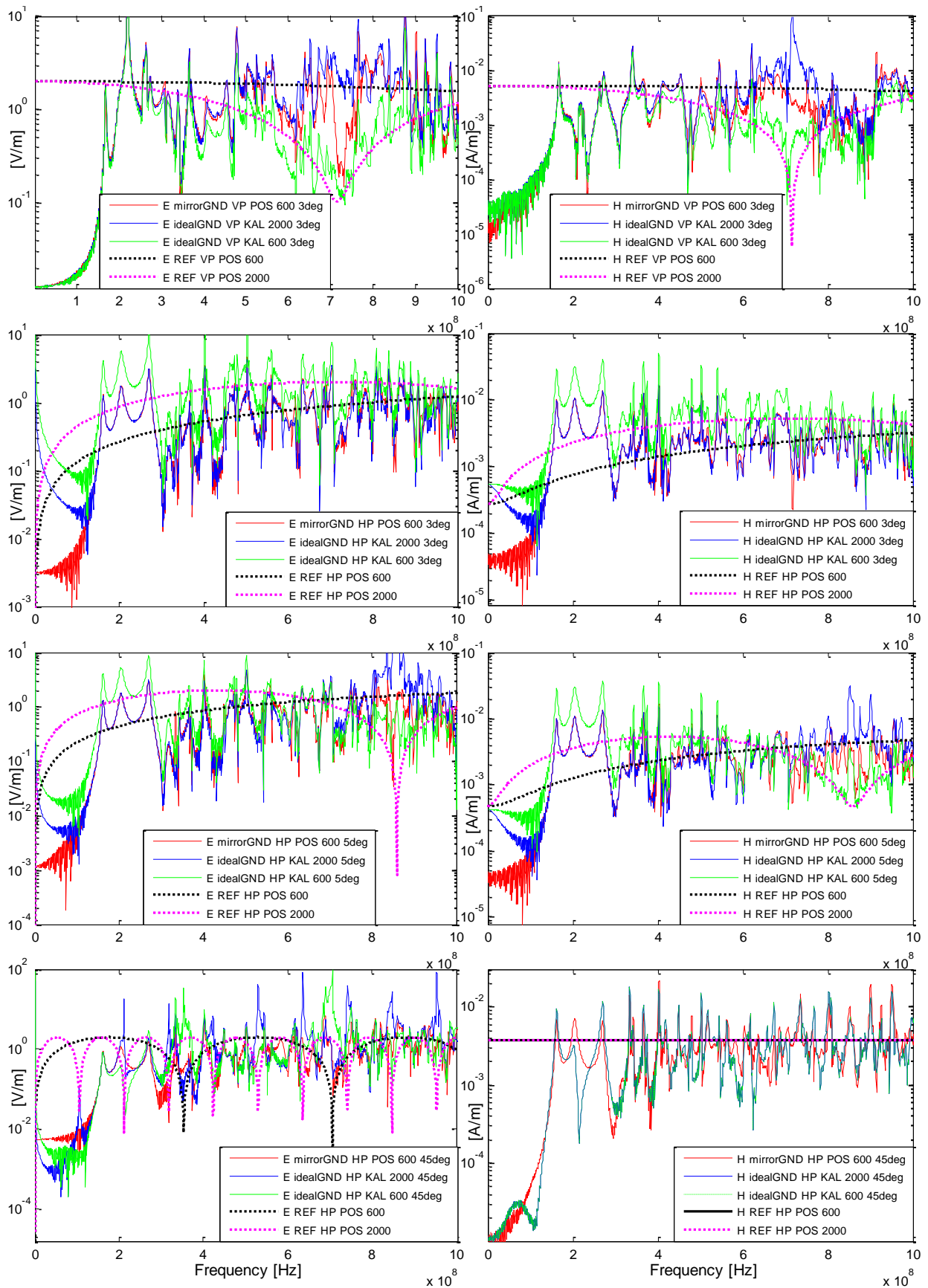
⁶⁰ Důvody proč je u reálných měření v dnešní době prakticky nemožné od sebe "oddělit" procesy, jež přispívají k celkovému chování sledovaného elektromagnetického pole, jsou zejména dva - nedostatečná měřicí aparatura a problémy se samotnou fyzickou realizací dané měřicí úlohy, která by musela být schopná jejich dílčí příspěvky reprezentativně odlišit.

Pokud bychom tedy chtěli na prezentovaném ilustračním modelu tímto způsobem v popisu jeho přenosové cesty separovat vliv odražené vlny od zemní roviny, mohli bychom celkový přenos elektromagnetické energie skrze definovaný systém vyjádřit například tak, jak je uveden na obrázku Obr. 3.11 pomocí červené a modré trasy, kde červená trasa představuje přenos energie zprostředkovaný přímou vlnou a modrá trasa charakterizuje přenos energie vztahený k části budící vlny odražené od zemní roviny (viz Příloha č. 12).



Obr. 3.12 Grafická reprezentace konstrukce modelů hranolu ozařovaných rovinnou vlnou (viz Graf 3.7, Graf 3.8, Graf 3.9; A: levý hranol má vazební otvor ve výšce 2m nad zemí; B: vazební otvor pravého hranolu je situován v jeho spodní části, ve výšce 0,5m nad zemní rovinou.)

⁶¹ Je zde dobré podotknout, že takto definovaný sekundární zdroj buzení je vždy zcela závislý na původních, primárních zdrojích, a nemůže v žádném případě do sledovaného systému vnášet žádnou další energii. V podstatě zde tedy vytvořením sekundárního zdroje myslíme rozdělení šířící se vlny do dvou jasně oddělitelných větví.



Graf 3.7 Rozložení E a H uvnitř modelu hranolu (Obr. 3.12) při buzení vertikálně a horizontálně polarizovanou rovinnou vlnou pro $\alpha = 3^\circ, 5^\circ, 45^\circ$ (*mirrorGND* - se zrcadlovým obrazem, *idealGND* - ideální zemní rovina, *REF* - referenční úroveň, *POS* - výšková pozice měřeného bodu, *KAL* - pozice reference použité pro kalibraci)

Dříve ale než začneme diskutovat možnosti vyplývající z aplikace druhé varianty chápání analyzovaného systému na zmíněném zjednodušeném případě, ujednotme si nejprve základní poznatky týkající se jeho chování z pohledu buzení jeho vazebních členů a správného určení referencí, které při analýze získaných výsledků běžně používáme k potlačení nehomogenního chování vnějšího elektromagnetického pole, které je v našem případě právě zapříčiněno vlivem takovéto zemní roviny (první varianta pohledu).

Důvodem k této diskuzi je zde hlavně snaha o správnou interpretaci v praxi zavedených postupů, které jsou v platných dokumentech zabývajících se metodikou měření EMC letadel vyjádřeny ne příliš jednoznačně a mohou vést čtenáře k mylným představám jak docílit korektní reprezentace základních sledovaných veličin, jako jsou proudy tekoucí kabelem, stínící účinnost či normalizované intenzity elektrického a magnetického pole uvnitř trupu letounu, které jsou vztaženy k 1V/m (viz [126]).

Tvrzení o nejednoznačnosti výkladu normalizace změřených veličin z pohledu buzení systému je možné relativně snadno doložit pomocí uvedené sady grafů, která popisuje chování elektromagnetického pole v definované oblasti ve vnitřním prostoru zmiňovaného hranolu, získaného pomocí jeho simulační analýzy v prostředí CST MWS (viz Graf 3.7, Obr. 3.12). Simulační model je v tomto případě vybuzen rovinnou vlnou s vertikální / horizontální polarizací pro tři různé úhly mezi směrem šíření vlny a zemní rovinou ($\alpha = 3^\circ, 5^\circ, 45^\circ$). U všech variant použitého simulačního modelu bylo zajištěno použití stejného časového kroku i diskretizace prostorové sítě modelu tak, abychom se vyhnuli případným odchylkám způsobených jinými než námi zvolenými parametry. Jako vhodný popis materiálového chování kovové konstrukce hranolu zde byla zvolena PEC aproximace.

Výsledky prezentované v této sadě grafů popisují chování úrovní elektrické a magnetické složky pole uvnitř hranolu ve třech odlišných variantách. První zde uvedená varianta představuje chování pole uvnitř hranolu umístěného 0,5 m nad ideální zemní rovinou, bez vlivu odražené vlny (viz Obr. 3.11, Obr. 3.12, Příloha č. 12 - druhá varianta popisu přenosu energie v systému - *mirrorGND*).⁶² Další dvě pak představují jeho chování v klasickém případě, kdy je příspěvek od země zahrnut v celkovém chování pole a kde jsou zjištěné úrovně intenzit následně normalizovány pomocí reference, která je jednou vztažena k místu měření sledovaného pole ve výšce 0,6 m (*KAL 600*) a podruhé k pozici geometrického středu vazebního otvoru, jenž je umístěn ve výšce 2 m nad zemí (*KAL 2000*).

Pro případ vertikální polarizace jsou zde prezentovány pouze výsledky pro úhel $\alpha = 3^\circ$. Pro horizontální polarizaci jsou uvedeny případy pro úhly dopadu $3^\circ, 5^\circ$ a 45° .⁶³

Pokud porovnáme průběhy intenzit polí v dílčích uvedených grafech, zjistíme, že průběhům varianty modelu se zrcadlovým obrazem, kterou zde můžeme pokládat za ideální případ chování analyzovaného systému po jeho normalizaci, se nejvíce podobají průběhy modelu se zemní rovinou, jejichž referenční úrovně jsou vztaženy k pozici vazebního otvoru. Nejlepší shodu mezi těmito variantami je pak možné pozorovat v případě, kdy je model ozařován vertikálně či horizontálně polarizovanou vlnou, která se šíří pod úhlem 3° vůči

⁶² Příloha č. 12 zevrubně popisuje zde aplikovanou koncepci separace dílčích příspěvků původního zdroje elektromagnetického pole nad zemní rovinou, a to za pomoci principu ekvivalence pole, resp. teorie o zrcadlení. Je zde nutné si uvědomit, že tato varianta - *mirrorGND* - nám nepopisuje systém, jako by byl umístěn ve volném prostoru! Je nutné mít na paměti, že námi analyzovaný problém v tomto případě podléhá principům o zrcadlení a obecně je ho tedy nutné řešit jako soustavu dvou objektů, kde jeden z nich představuje námi sledovaný model (tzv. předlohu) a druhý představuje jeho zrcadlový obraz, a to včetně chování náboje na jeho povrchu, který na něm vznikl působením budícího zdroje (v tomto případě přímé vlny).

⁶³ Chování intenzit při ozařování vlnou s vertikální polarizací pod úhly 5° a 45° zde nejsou uvedeny z důvodu nedostatku místa a jejich potenciální nadbytečnosti, jelikož jejich chování lze v tomto případě analogicky odvodit i z prezentovaných variant a pomocí grafu Graf 3.5.

zemní rovině. Nejhorší shodu lze naopak pozorovat v případě, kdy budící vlna dopadá na zemní rovinu pod úhlem 45° .

Pozorované rozdíly všech uvedených variant s ideální zemní rovinou lze vůči takto zvolenému "etalonu" v podobě modelu se zrcadlovým obrazem rozdělit do třech principiálně odlišných skupin problémů:

Do první skupiny spadají případy, kdy je reference použita pro normalizaci získaných výsledků umístěna do stejné pozice jako má samotný měřený bod uvnitř modelu. Důvod těchto odlišných výsledků v tomto případě spočívá v chybném pohledu na mechaniku přenosu energie ve sledovaném systému a jeho vliv na výsledek je přímo úměrný velikosti rozdílu úrovní elektromagnetického pole, které bychom zjistili mezi místem měření reference a skutečnou pozicí vazebního členu (viz Graf 3.7).⁶⁴

Je nutné si totiž vždy uvědomit, že vnitřní prostředí modelu je v těchto případech přímo určeno výkonovými poměry pole v oblasti vazebních členů, jenž se podílí na přenosu elektromagnetické energie z vnějšího prostředí do vnitřního či naopak. Nelze tedy referenční úroveň vztahovat k místu měření, pokud není alespoň splněna podmínka, kdy je možné o vnějším elektromagnetickém poli v blízkém okolí sledovaného objektu prohlásit, že je v něm homogenní (což evidentně není případ modelu umístěného nad zemní rovinou - Graf 3.5; viz výše zmiňovaná "první varianta" přenosového řetězce, popsána na Obr. 3.11).

Tento druh chyby je při zpracování naměřených výsledků relativně běžný a, jak už bylo naznačeno v předešlém textu, jeho zdrojem je zde zejména nejednoznačný popis metody získávání korektních referenčních úrovní, který můžeme nalézt v autoritami doporučených dokumentech, jež se touto problematikou zabývají.⁶⁵ [126], [134]

Možným problémům s klasickou normalizací výsledků za pomoci reference se ovšem nemusíme vyhnout ani poté co ji správně vztáhneme k místu vazebního členu. Další důvod, který může způsobovat tyto rozdíly, je možné připsat na vrub i v pořadí druhé skupině chyb, která ve své podstatě vychází z logického vyústění nedostatků samotného principu takto praktikované normalizace dosažených výsledků, kdy zde prakticky dochází k pouhému podělení získaných změřených a referenčních úrovní sledované veličiny, bez jakékoliv další znalosti chování a vývoje jejich dílčích příspěvků. Příčina těchto problémů zde ve své podstatě přirozeně vyplývá z již dříve diskutovaného charakteru dané metody normalizace, a nelze ji jednoduše odstranit (viz uvedená "první varianta" pohledu na přenos elektromagnetické energie v systému).

Prozaicky řečeno, problém zde spočívá v tom, že obdobné metody normalizace nám nedokážou poskytnout věrnou informaci o buzení daného vazebního členu v případech, kdy je velikost "přímého příspěvku" pole z budícího zdroje v oblasti vazebního členu natolik malá, že ji již nelze pokládat za majoritní složku, která se na jeho buzení podílí. Jako typický příklad popsaného stavu zde můžeme uvést například situaci, kdy se buzení daného vazebního

⁶⁴ Nejlépe lze tuto přímou úměrnost rozdílů sledovat na grafech uvedených pro případ horizontálně polarizované vlny s úhlem sklonu 3° . Jak můžeme vidět, velikosti a celkový charakter úrovnových rozdílů mezi normalizovanými průběhy pro případy KAL 2000 a KAL 600 zde přesně odpovídají rozdílům mezi použitými referencemi.

Zřetelné rozdíly mezi těmito průběhy před první rezonancí v případě horizontální polarizace jsou zapříčiněny jak touto klasickou metodou normalizace výsledků, tak i principiálně zcela odlišným chováním povrchových proudů, tekoucích po povrchu modelu umístěného nad ideální zemí a ve vzduchu (viz Příloha č. 12).

⁶⁵ Důvodem, proč tyto chyby nejsou často při těchto měřeních či simulačních analýzách letadel okamžitě rozpoznány je ve své podstatě čirá shoda okolností. Běžně se totiž stává, že měřicí pozice pro zjištění chování pole uvnitř letounu jsou zvoleny přibližně ve výšce okenních otvorů, které můžeme ve většině případů považovat za hlavní vazební členy dané konstrukce. Tím je vlastně nevědomky podmínka o umístění reference do patřičné výšky běžně splněna (výše uvedená tvrzení je možné pozorovat například [134]).

členu děje zprostředkovaně pomocí proudů tekoucích po konstrukci modelu a zpětně vyzářeného elektromagnetického pole, které byly tímto zdrojovým polem vybuzeny v jiných částech sledovaného systému / letadla.

Je poté zřejmé, že námi zjištěná reference nemá v těchto případech nic společného se skutečnými účinky budícího zdroje na vazební člen systému, což může přirozeně vést k nemalým odchylkám mezi reálným a normovaným chováním sledované veličiny.

Důsledkem takovéto situace jsou pak výrazné a v mnoha případech i relativně ostré úrovnové špičky, které se v reálném chování analyzovaného systému nevyskytují (imaginární rezonance, zapříčiněné dělením výsledků hodnotami blízkými nule). Tyto je možné v našem případě zřetelně pozorovat u všech uvedených průběhů sady grafů Graf 3.7, kde byly pro normalizaci použity reference, u nichž můžeme najít oblasti s výrazným poklesem intenzity pole v jedné či více oblastech, v rámci sledovaného frekvenčního rozsahu.

Je zde i nasnadě, zda tyto potíže nemohly v používaných doporučeních přispět k zakotvení podmínky o homogenitě ozáření měřeného letounu, jelikož rovnoměrné ozáření letounu, či jeho dílčí proměřované části, v případě, že nejsme schopni zajistit danou podmínku pro oblast celého letounu, jsou základním předpokladem k tomu, aby "přímý příspěvek" pole budícího zdroje neztratil svůj majoritní vliv na buzení daného vazebního členu.

Pokud tedy shrneme výše uvedené, je zcela zřejmé, že použitelnost této metody je prakticky definována sklonem mezi vektorem šíření budící vlny se zemní rovinou (úhel α) a výškou ve které se nachází měřená reference, resp. majoritní vazební člen. Tyto dva parametry poté jasně definují kmitočtová pásma a jejich četnost, ve kterých bude tato "klasická" metoda normalizace buďto zcela nepoužitelná, nebo bude vykazovat výraznou odchylku od skutečného stavu (viz Graf 3.5, Graf 3.7). Díky tomu je tak danou metodu vhodné používat pouze v takových případech, kdy jsou úhel α a výška reference nad zemní rovinou natolik malé, že v námi sledovaném frekvenčním rozsahu nemůže nastat situace, kdy mohou složky definující chování vnějšího elektromagnetického prostředí vytvořit vlivem své destruktivní interference v okolí pozice měřené reference lokální minimum (viz případ rovinné horizontálně polarizované vlny, kde je $\alpha = 3^\circ$ (cca od 100MHz), Graf 3.7). Odlišný pohled na takto definované podmínky je poté možné využít k formulaci původu poslední skupiny problémů.

Jak je možné vidět z přiložených průběhů v grafu Graf 3.7 na příkladu intenzity magnetického pole u varianty s horizontálně polarizovanou vlnou s úhlem $\alpha = 45^\circ$, existují zde i případy, kdy lze pro dílčí složku elektromagnetického pole dosáhnout jejího prakticky rovnoměrného rozložení elektromagnetického pole nad ideální zemí i v situacích, kdy směr šíření budící vlny nemůžeme v žádném případě považovat za rovnoběžný se zemní rovinou. Tyto případy poté svádějí k mylnému závěru, že za dané situace byl předpoklad o rovnoměrném ozáření měřeného/simulovaného objektu beze zbytku splněn a je tedy možné normalizovat dosažené výsledky pomocí reference změřené ve výšce vazebního členu.⁶⁶ Tato úvaha, jak je znát z výrazných rozdílů mezi uvedenými výsledky a chováním pole nad zemní rovinou (Graf 3.5), je ovšem zcela zavádějící, zejména pak v případech, kdy se skrze takto získané výsledky snažíme zjistit, jak se daný systém chová ve vzduchu.

Důvodem, proč zde tuto běžnou metodu normalizace výsledků není možné použít, je fakt, že příspěvky vlny přímé a odražené od zemní roviny začínají mít s narůstajícím úhlem α

⁶⁶ V tomto konkrétním případě lze dospět ke stejnému výsledku i pro variantu, kde je reference určena ve výšce měřicího bodu, jelikož účinky takového budícího pole jsou z daného pohledu prakticky totožné (viz průběhy KAL200 vs. KAL600 v Graf 3.7 u varianty H *idealGND*, HP, 45deg).

výrazně odlišné účinky na buzení dané vazby a tím zprostředkovaně i na chování elektromagnetického pole ve vnitřním prostoru analyzovaného modelu. Součtem produktů těchto dvou odlišných "budících zdrojů" pak nevyhnutelně dostáváme i jeho odlišné chování, což tato metoda zákonitě nedokáže za těchto podmínek postihnout.⁶⁷

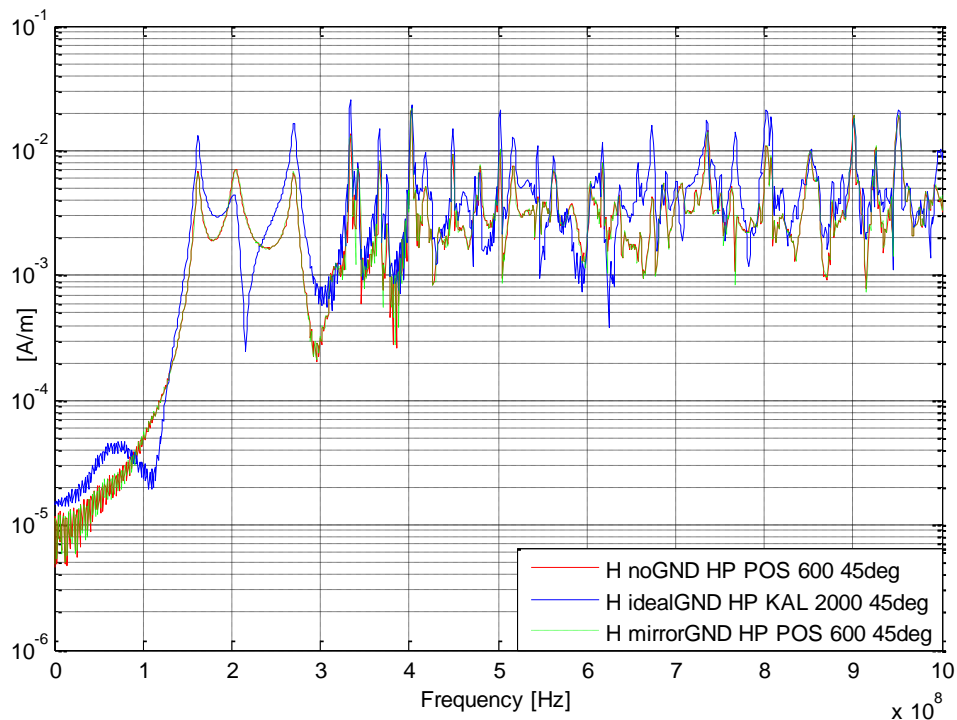
Toto tvrzení je možné jednoznačně doložit také z porovnání průběhů uvedených na grafu Graf 3.8. Je z nich zřejmé, že rozdíl mezi uvedenými případy bez možnosti vzniku odražené vlny od zemní roviny (*noGND*, *mirrorGND*) a průběhem modelu s ideální zemní rovinou (*idealGND*) zde v daném případě jasně vyjadřuje vliv tohoto příspěvku k celkovému chování elektrického pole, který nelze jednoduše odstranit pouhým odečtením referenčních úrovní, získaných z chování pole nad zemní rovinou bez fyzické přítomnosti analyzované konstrukce.

Pokud bychom tedy chtěli vliv odražené vlny v obdobných situacích skutečně potlačit, což v případě správného uplatnění metody separace dílčích příspěvků pole automaticky provádíme, nezbývá nám nic jiného, než jeho příspěvek od celkového chování elektromagnetického pole odečíst v komplexním tvaru (resp. jej musíme odečíst s ohledem na její kauzalitu v časovém vývoji sledovaného pole).

Bohužel, v případě reálných měření, by byla realizace takovéto varianty v dnešní době rozhodně náročnější, než samotné proměření letounu bez vlivu zemní roviny, a to jak po stránce finanční, tak i po stránce technické.⁶⁸ Je tedy otázkou, zda by se za podobných okolností neměl klást důraz spíše na simulační analýzu, kde by pak byla správnost vytvořeného modelu důsledně ověřena a doložena korespondencí mezi získanými výsledky reálných měření a simulací na jasně definovaných verifikačních příkladech (provedených přímo na testovaném objektu), u kterých bychom byli schopni tuto míru jejich vzájemné shody dostatečně jasně prokázat a to bez problémů, které jsou obecně spojeny s metodami použitými při jejich získávání a následné reprezentaci v obou těchto případech.

⁶⁷ Na druhou stranu, takováto vlastnost systému přímo vybízí k její potenciální aplikaci v oblasti testování EMC, jakožto dalšího způsobu jak cíleně a deterministicky analyzovat citlivost daného systému na účinky pseudo-stochastického vnějšího prostředí, jakožto výsledného produktu více zdrojů elektromagnetického pole, třeba i s odlišnými charakteristickými vlastnostmi. Takovýto typ testů by poté mohl přispět k vyšší důvěryhodnosti prováděných testů, s ohledem na reálné podmínky, ve kterých se bude testovaný objekt běžně vyskytovat.

⁶⁸ Bohužel, realizace měření, které by bylo schopno sledované veličiny v takovémto tvaru zjistit, ovšem není ani jednoduché a ani finančně nenáročné (nehledě k tomu, že separování vlivu části budící vlny odražené od zemní roviny by u reálných měření letounu představovalo realizačně těžko řešitelný úkol). Jako jediná možnost se zde tedy nabízí výrazně potlačit odraženou vlnu od zemní roviny pomocí absorpčních materiálů, které by byly vhodně umístěny na podlaze měřicího pracoviště, což by více méně odpovídalo variantě modelu se zrcadlovým obrazem (*mirrorGND*). Obdobný postup se již běžně v praxi v semianechoických komorách používá pro odlišné typy experimentálních měření, například při měření vyzařovacích charakteristik u antén. Není zde tedy jediný důvod, proč obdobnou myšlenku neaplikovat i zde.



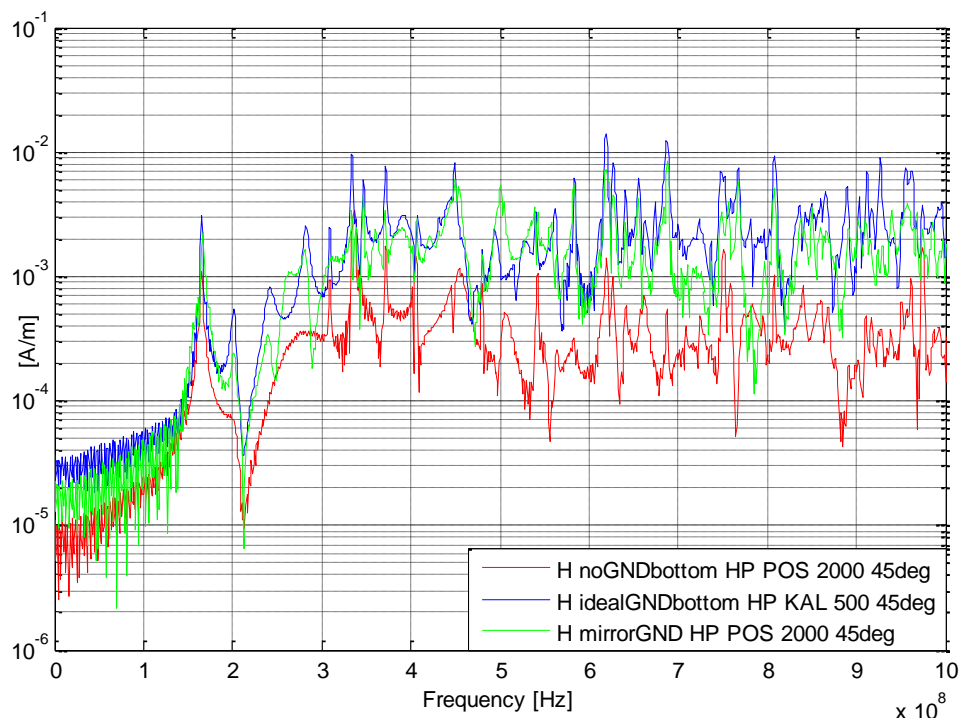
Graf 3.8 Rozložení magnetické složky pole v dutině hranolu na pozici *POS 600* pro tři různé varianty jeho okolního prostředí (*noGND* - bez zemní roviny; *idealGND* - rovina země definována podmínkou $E_t = 0$; *mirrorGND* - vliv země je charakterizován pouze skrze zrcadlový obraz sledovaného hranolu; lineárně polarizovaná rovinná budící vlna dopadá na objekt pod úhlem $\theta = 45^\circ$; pozice *KAL 2000* definuje místo převzaté reference pro použitou kalibraci zjištěných hodnot pro případ *idealGND*; viz Obr. 3.12)

Posledním důležitým poznatkem, který vyplývá s výše uvedeného porovnání v grafu Graf 3.8, a jehož je zde rozumné ještě podrobněji diskutovat s ohledem na popis chování přenosu energie analyzovaným systémem, je zjištěná výborná shoda mezi chováním sledovaného pole v případě uvedených variant *noGND* a *mirrorGND*.

Z tohoto porovnání a z obecně platných poznatků ohledně základních principů chování a účinků elektromagnetického pole v blízkosti dobře vodivé zemní roviny je naprosto zřejmé, že se v tomto případě jedná pouze o speciální případ a že tento stav nemůže platit za všech okolností, které u tohoto typu analýz mohou nastat (viz Příloha č. 12).

Důvodem, proč se zde podařilo dospět k tak výborné shodě mezi těmito dvěma variantami, je fakt, že je zde účinek vazby mezi modelem a jeho zrcadlovým obrazem (resp. zemní rovinou), z pohledu jejího vlivu na vazební člen, kterým budíme vnitřní prostředí modelu, prakticky zanedbatelný, což bylo hlavně způsobeno samotnou pozicí vazebního členu použitého modelu vůči zemní rovině. Pokud by byla pozice tohoto vazebního členu například ve spodní části sledovaného hranolu, kde je již účinek zrcadlového obrazu na něj velmi silný, bude už shoda mezi těmito variantami daleko menší.

Takovýto účinek zrcadlového obrazu analyzované konstrukce bez přidaného příspěvku odražené vlny od zemní roviny je možné pozorovat na průbězích prezentovaných v níže uvedeném grafu (Graf 3.9; *mirrorGND* vs. *noGNDbottom*).

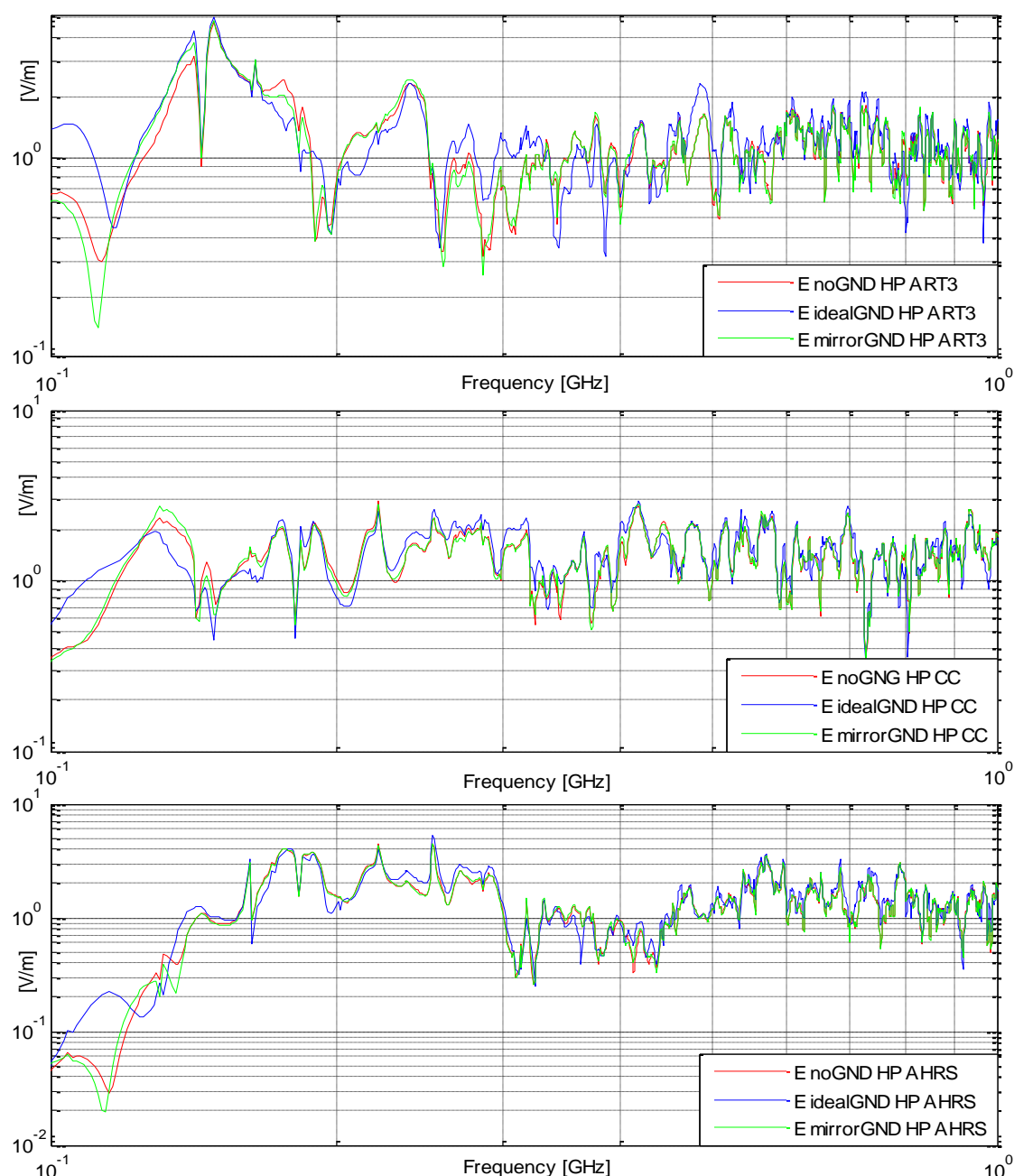


Graf 3.9 Rozložení magnetické složky pole v dutině hranolu na pozici *POS 200* pro tři různé varianty jeho okolního prostředí (*noGNDbottom* - bez zemní roviny; *idealGNDbottom* - rovina země definována podmínkou $E_t = 0$; *mirrorGND* - vliv země je charakterizován pouze skrze zrcadlový obraz sledovaného hranolu; lineárně polarizovaná rovinná budící vlna dopadá na objekt pod úhlem $\theta = 45^\circ$; pozice *KAL 500* definuje místo převzaté reference pro použitou kalibraci zjištěných hodnot pro případ *idealGND*; viz Graf 3.8)

Z porovnání vlivu pozice vazebního členu vůči zemní rovině na chování jeho přenosových vlastností prostřednictvím grafů uvedených v Graf 3.8 a Graf 3.9 poté tedy jasně vyplývá, že uplatnění výsledků měření a simulací získaných pro případ se zemní rovinou je významně omezeno i tímto faktorem (viz Příloha č. 12). Je také zřejmé, že pokud by se v námi analyzovaném systému takovýto vazební člen vyskytoval, mohl by jeho příspěvek významně ovlivnit celkové chování elektromagnetického pole ve vnitřní části sledovaného modelu, a tím i korespondenci chování takového prostředí s variantou systému bez vlivu této zemní roviny. Je tedy logické, že v konečném důsledku v takovýchto případech nemůžeme ověřit přenosové vlastnosti analyzovaného systému / letounu v otevřeném prostoru pouze z výsledků testů či simulačních analýz, jež zkoumaly jeho chování pouze za přítomnosti zemní roviny.

Prokazatelně tak tedy například nelze obdobným způsobem dostatečně věrohodně testovat chování elektronických systémů, umístěných v podvozkové části letounu. Na druhé straně, oblasti, které jsou buzeny skrze vazební členy se slabou vazbou se zemní rovinou, jako například okna kokpitu, jsou těchto problémů více méně ušetřeny, díky čemuž zde měření či simulační analýzy nemusí nutně vykazovat významnější odchylky od jeho reálného chování.

Až na menší úrovně odchyly v oblasti nižších kmitočtů, můžeme v těchto grafech na uvedených průbězích zřetelně vidět velmi dobrou shodu mezi průběhy variant *noGND* a *mirrorGND*. To je možné vysvětlit absencí vlivu odražené vlny od zemní roviny na buzení vazebních otvorů v oblasti kokpitu. Dílčí rozdíly mezi těmito dvěma variantami je poté možné připsat na vrub elektromagnetické vazbě mezi analyzovaným modelem a jeho zrcadlovým obrazem u varianty *mirrorGND*. V případě jejich porovnání s variantou s ideální zemní rovinou je pak možné vidět výraznější odchylky i z pohledu jeho frekvenčního/rezonančního chování (přirozeně spíše opět na nižších kmitočtech).



Graf 3.10 Rozložení elektrické složky pole uvnitř letounu VUT100 pro tři odlišné varianty jeho okolního prostředí (*noGND* - bez zemní roviny; *idealGND* - rovina určena podmínkou $Et = 0$; *mirrorGND* - vliv země je charakterizován pouze skrze zrcadlový obraz sledovaného hranolu; lineárně polarizovaná rovinná budící vlna dopadá na objekt pod úhlem $\theta = 30^\circ$; viz Obr. 3.5; [177], [178]).

Toto tvrzení je možné doložit na výše uvedené sadě grafů, jenž znázorňuje chování elektrické složky elektromagnetického pole uvnitř kokpitu modelu letounu VUT100 pro tři principiálně odlišné případy pojetí okolního prostředí, v němž se letoun vyskytuje (*noGND* - případ letounu bez vlivu zemní roviny; *idealGND* - letoun stojící na ideální zemní rovině; *mirrorGND* - varianta modelu s jeho zrcadlovým obrazem bez odražené vlny; viz Graf 3.10)⁶⁹. Orientace budícího zdroje v podobě rovinné horizontálně polarizované vlny, jenž

⁶⁹ Simulační model letounu VUT100, jehož výsledky byly použity v grafu Graf 3.10 pro ilustraci vazby jeho vnitřního prostředí se zemní rovinou, je totožný až s finálními modely, které jsou uvedeny v následující kapitole (viz Kap. 4; Oproti ostatním modelům v této kapitole tato verze doznala dílčích úprav v okolí palubní desky, křidel a materiálového popisu použitých kompozitních materiálů.).

dopadá na zemní rovinu pod zvoleným úhlem θ , je uvedena v kapitole Kap. 4 na obrázku Obr. 4.5 (AP1). Až na menší úrovnové odchylky v oblasti nižších kmitočtů, můžeme v těchto grafech na uvedených průbězích zřetelně vidět velmi dobrou shodu mezi průběhy variant *noGND* a *mirrorGND*. To je možné vysvětlit absencí vlivu odražené vlny od zemní roviny na buzení vazebních otvorů v oblasti kokpitu. Dílčí rozdíly mezi těmito dvěma variantami je poté možné připsat na vrub elektromagnetické vazbě mezi analyzovaným modelem a jeho zrcadlovým obrazem u varianty *mirrorGND*. V případě jejich porovnání s variantou s ideální zemní rovinou je pak možné vidět výraznější odchylky i z pohledu jeho frekvenčního/rezonančního chování (přirozeně spíše opět na nižších kmitočtech).

Tímto bylo v podstatě doloženo, že výše zmíněné poznatky, jež zde byly odvozeny a diskutovány na chování zjednodušeného hranolu, v zásadě platí i pro daleko komplexnější geometrie.

3.1.2.3 Analýza výsledků simulací a jejich porovnání s měřením

Tato podkapitola se zabývá zhodnocením výsledků simulací popsanych v kapitole Kap. 3.1.1, zjištěním rozdílů v chování elektromagnetického pole mezi některými vybranými simulovanými modely a porovnáním reálných změřených dat na provizorním venkovním měřicím pracovišti s výsledky simulací získanými prostřednictvím simulačních programů CST MWS a PAM-CEM v bodech PT2 a PT3 (viz Tab. 3.1, Tab. 3.2, Obr. 3.1, Obr. 3.2, Obr. 3.3).

Nejprve zde bude provedena analýza výsledků simulací v MWS s různými obměnami polarizace a nastavení úhlu dopadu vlny na zemní rovinu a samotných el. parametrů země (viz Tab. 3.1). Dále bude diskutována shoda výsledků dosažených za pomoci simulačních prostředí MWS a PAM-CEM a v poslední části podkapitoly budou výsledky simulací porovnány s výsledky měření UTB Zlín.

Než ovšem přistoupíme k porovnávání výsledků, je důležité znovu upozornit na fakt, že cílem zde není snaha o dosažení co nejlepší shody mezi provedenými orientačními měřeními a simulacemi. Simulační modely zde totiž nemají snahu představovat přesnou virtuální verzi provedeného reálného měření, nýbrž spíše reprezentují svou vlastní specifickou variantu testové úlohy, která se snaží co nejvíce přiblížit skutečným podmínkám reálného certifikačního měření.⁷⁰

Tab. 3.2 Pozice měřených bodů v modelech (v mm)

Název / Souřadnice	X	Y	Z
PT1	-480	700	0
PT2	1262	1035	0
PT3	2045	820	0

Proto zde bude zemní plocha ve většině případů buďto aproximována pomocí velmi dobré vodivé plochy ($\sigma = 3,72\text{e}+07 \text{ S/m}$; ideální stav při pozemním měření letounu; modely A, B, C viz Tab. 3.1), nebo bude zcela zanedbána (varianta zavěšeného letounu v bezodrazové komoře; model E).

⁷⁰ Důvody jsou zde hned tři. První vychází z logického předpokladu, že zde budeme porovnávat pouze naměřené a simulované úrovně intenzit el. pole s již potlačeným vlivem země (viz Kap. 3.1.2.1 vztah (3.1)). Druhý spočívá v tom, že samotné orientační měření nedosahuje podmínek, za kterých by se certifikace letounu měla skutečně provádět - což je právě to čeho byjsme rádi u předcertifikačního testování letounu dosáhli. Poslední důvod spočívá v neurčitosti samotných podmínek provedeného orientačního měření - je v podstatě zbytečné snažit se aproximovat natolik obecně definovanou úlohu beze snahy o potlačení alespoň některých jejích rušivých vlivů.

Pouze v případě modelu D, je zemní plocha definována jako ztrátová, aby bylo možné zjistit, jak přibližně velký vliv může mít tato vlastnost na celkové výsledky při obdobných simulacích (resp. jak velký vliv mohou mít malé odchylky, zde cca do 5 dB, u budícího pole na rozložení intenzit uvnitř realistického modelu trupu letounu; viz Graf 3.3, Graf 3.12).

Nejblíže požadavkům virtuální analýzy odpovídají modely A, B a C. V případě modelů A a B je použit úhel dopadu $\theta = 93^\circ$ (viz Obr. 3.3). Odchylka 3° je použita z důvodu omezení možných problémů vznikajících na rozhraní vzduch-země pro "extrémní" úhly dopadu, kdy je ovšem směr šíření budící vlny ještě stále v relativně dobré shodě s pravděpodobným směrem šíření vlny při reálných měřeních.⁷¹ Z toho pro model C i jasně vyplývá jeho úloha určité "reference" pro posouzení vlivu takovéto změny úhlu šíření vlny u modelu A (viz Tab. 3.1).

V grafu Graf 3.11 jsou uvedeny nenormované absolutní úrovně intenzit elektrického pole modelů A a C pro bod PT2.⁷² Pokud porovnáme rozdíly mezi modely A a C zjistíme, že vliv změny úhlu θ , s ohledem na chování pole v blízkosti zemní plochy, má relativně silný vliv na chování elektromagnetického pole uvnitř letounu pro analyzované kmitočtové pásmo. Tento rozdíl je způsoben změnou charakteru rozložení dopadající elektromagnetické vlny na analyzovaný model letounu, díky vlivu odražené vlny od rozhraní vzduch-země, která je prakticky přítomna pouze u modelu A (budící vlna dopadá na rozhraní pod úhlem $\theta = 93^\circ$ při vertikální polarizaci).⁷³ Toto chování potvrzují i výsledky prezentované v dalším uvedeném grafu Graf 3.12, v němž jsou uvedeny již kalibrované absolutní úrovně intenzit elektrického pole v bodech PT2 a PT3 (bližší vysvětlení je podrobně rozebíráno v Kap. 3.1.2.2).

Díky potlačení vlivu země a s ním spojeného vlivu úhlu dopadu θ na charakter rozložení budící vlny dopadající na analyzovaný model letounu, zde pak můžeme vidět velmi dobrou shodu jejich průběhů intenzit prakticky v celém uvedeném kmitočtovém rozsahu.⁷⁴

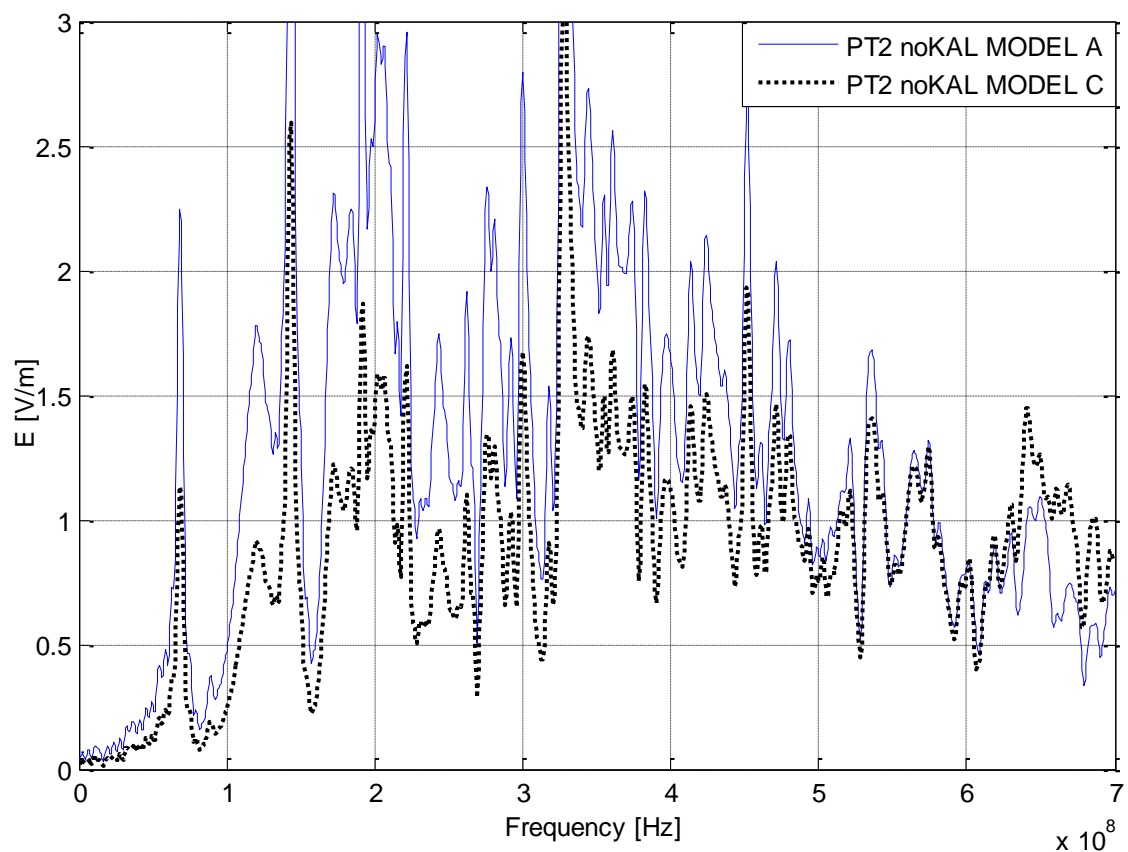
Jak už bylo naznačeno v předchozím textu, dalším činitelem, který také výrazným způsobem ovlivňuje charakter rozložení dopadajícího pole, je polarizace dopadající elektromagnetické vlny. Její dopad na analyzované výsledky je možné pozorovat na průbězích v grafu Graf 3.13 a v Příloha č. 3. Z grafů prezentovaných v Příloha č. 3 je zřejmé, že účinky polarizace jsou silně závislé na pozici sledované oblasti ve vnitřním prostředí letounu. Vyplývá z nich, v souladu s logikou věci, že nejméně citlivé na změny polarizace jsou zejména ty oblasti, které jsou dobře kryté vůči vnějšímu elektromagnetickému poli - právě jako je oblast bodu PT3 (nemá silnou vazbu s vnějším polem; chování pole je v těchto oblastech definováno zejména samotným prostředím uvnitř letounu, které povětšinou není silně ovlivňováno charakterem vnějšího budícího pole; viz [119]).

⁷¹ Příklad kdy je vektor k paralelní se zemní rovinou. Problémem je zejména TEM vlna s horizontální polarizací. V případě reálných měření nelze vždy zaručit naprosto přesné dodržení směru, ve kterém chceme testovaný objekt ozařovat (zejména v případě OATS). S touto nepřesností je nutné počítat a pokusit se její vliv na vnitřní prostředí měřeného objektu co nejlépe odhadnout.

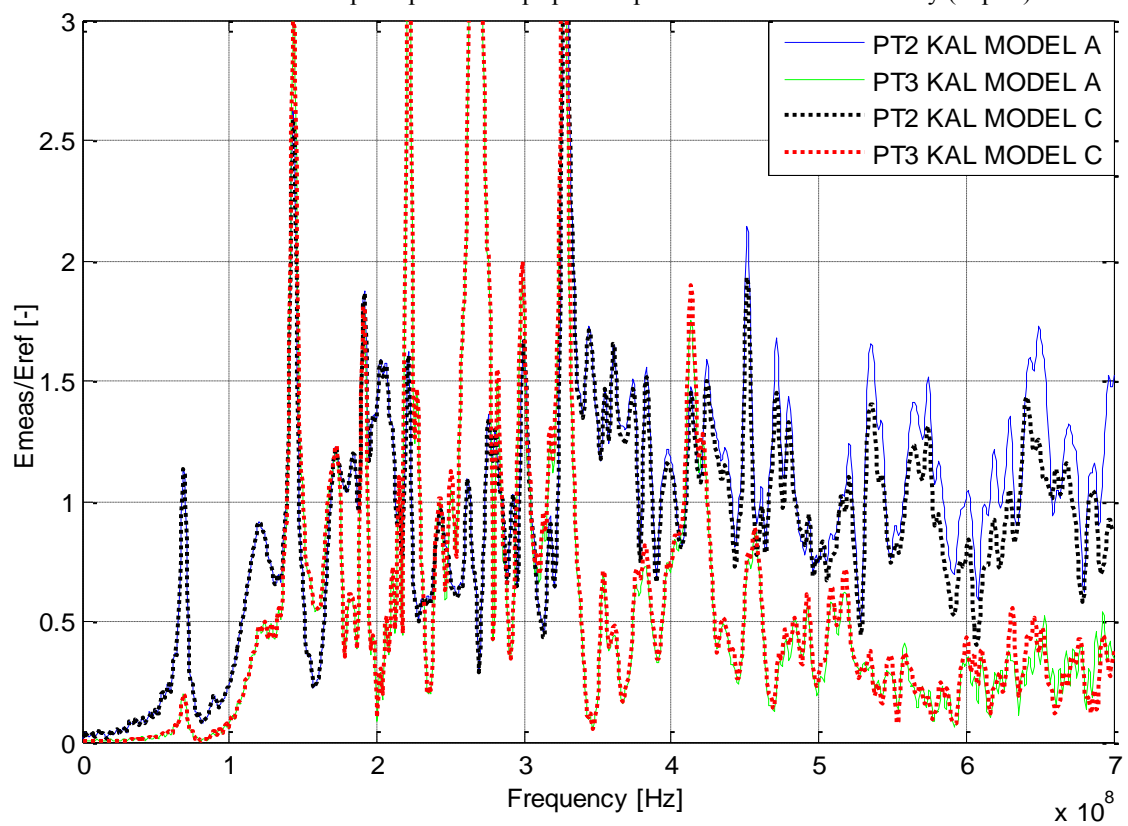
⁷² Tyto modely, jak už bylo řečeno dříve, se liší pouze směrem vektoru k budící vlny (A: $\theta = 93^\circ$, C: $\theta = 90^\circ$)

⁷³ V tomto případě se odražená a dopadající vlna skládají konstruktivně, díky čemuž dosáhneme podstatně silnějšího vybuzení analyzovaného objektu (viz Kap. 3.1.2.1, Obr. 3.6, Obr. 3.7, Obr. 3.8).

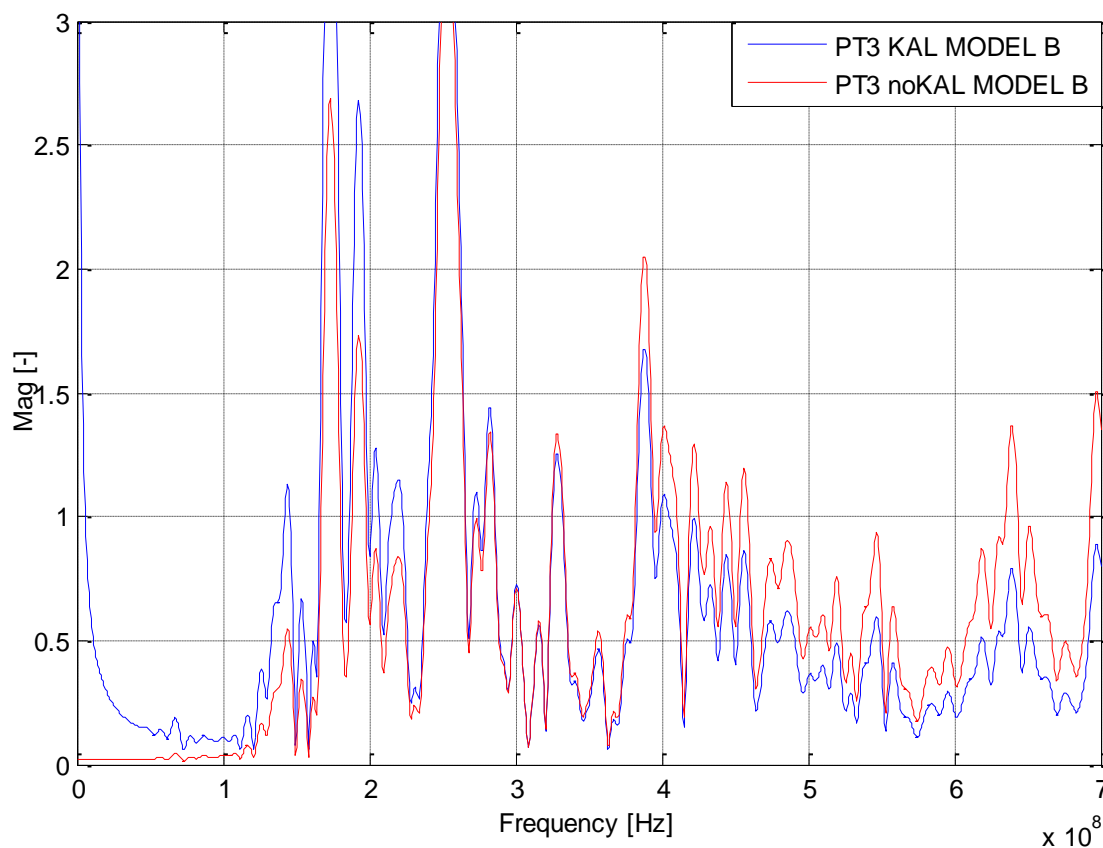
⁷⁴ Z těchto průběhů lze jasně vidět jak výrazných odchylek a případných nepřesností se můžeme při analýze simulací a měření dopustit, pokud nenajdeme vhodný způsob jak a kdy správně porovnávat dosažené výsledky. Je dobré si zde také uvědomit, že Model C představuje úlohu s prakticky rovnoměrným ozářením letounu.



Graf 3.11 Vliv úhlu dopadu pro PT2 v případě nepotlačení vlivu zemní roviny (V pol.)



Graf 3.12 Vliv úhlu dopadu budící rovinné vlny na vnitřní E pole letounu (V pol.)



Graf 3.13 Vliv polarizace budící vlny a zemní roviny na bod PT3 (H pol.)⁷⁵

Posledním činitelem, který zde bude diskutován s ohledem na charakter budícího pole a jeho účinky na vnitřní elektromagnetické prostředí trupu modelu letounu, ve spojitosti s uvažovanou zemní rovinou, jsou její ztrátové vlastnosti. Jejich účinek je zde prezentován na grafu Graf 3.14, skrze porovnání úrovní intenzit elektrického pole simulačních modelů C a D, které se liší právě pouze rozdílnými ztrátami samotné zemní roviny (viz Tab. 3.1, Příloha č. 2, Graf P. 2.12, Graf P. 2.13).⁷⁶

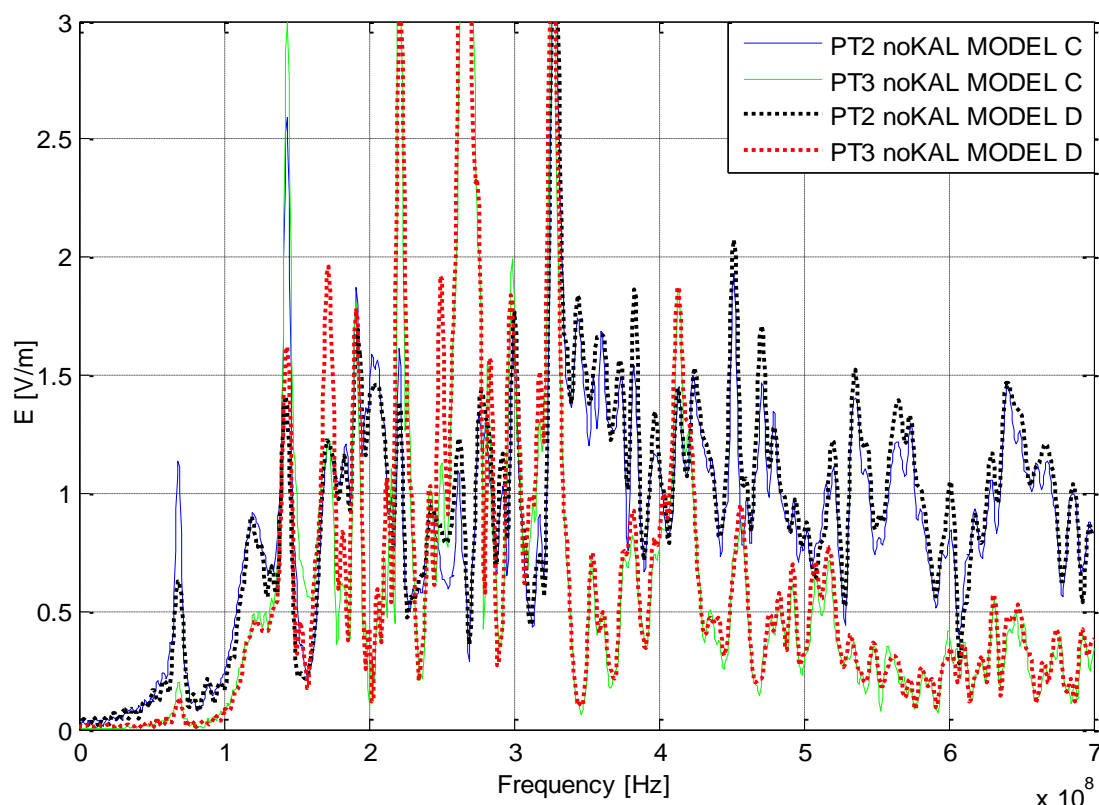
Z uvedených výsledků je patrné, že v tomto případě tyto ztráty nemají na chování vnitřního prostředí simulovaného modelu žádný významnější vliv. Důvody tak malého vlivu zde pak můžeme spatřovat zejména v celkovém charakteru vazeb, které umožňují průnik vnějšího elektromagnetického pole do vnitřního prostoru trupu, a jejich dostatečné výšce nad rovinou země (prakticky všechny vazební otvory umožňující průnik pole do vnitřních prostor modelu jsou situovány v horních partiích modelu letounu, z tohoto důvodu zde nedochází k žádnému výraznějšímu uplatnění účinků povrchové vlny, která se šíří podél rozhraní vzduch-země).

Mohou ovšem existovat i případy, kdy budou v modelu letounu obsaženy významné vazební otvory i v jeho spodních partiích (např. podvozkové gondoly). V těchto případech se již na minoritní vliv země a jejích parametrů nelze spoléhat, a je nutné při tvorbě simulačního

⁷⁵ Vysoké úrovně na nízkých kmitočtech v případě kalibrovaných úrovní E pole vyplývají z matematické operace E_{meas}/E_{ref} (viz Graf 3.4, kapitola Kap. 3.1.2.1 vztah (3.1) z něj je zřejmé že normalizovaná intenzita elektrického pole E pro daný případ nabývá na malých kmitočtech vysokých hodnot, protože se E_{ref} blíží nule).

⁷⁶ Jako buzení simulačních modelů C a D byla použita TM polarizovaná vlna, s úhlem dopadu $\theta=90^\circ$. Díky takto zvolenému úhlu dopadu se u simulací vyhneme vlivu odražené vlny na rozložení úrovní intenzity el. pole nad rovinou země. Dále je zde vhodné zmínit, že obdobné porovnání pro možnou variantu s TE polarizovanou budící vlnou pro nás nemá přílišný význam, jelikož vliv ztrát není v tomto případě pro účely porovnání dostatečně zřetelný.

modelu brát výrazněji ohled i na konkrétní popis charakteru chování reálné zemní plochy (její frekvenční materiálové závislosti - ϵ , μ , $tg\delta$, případně i její možné anizotropické chování).



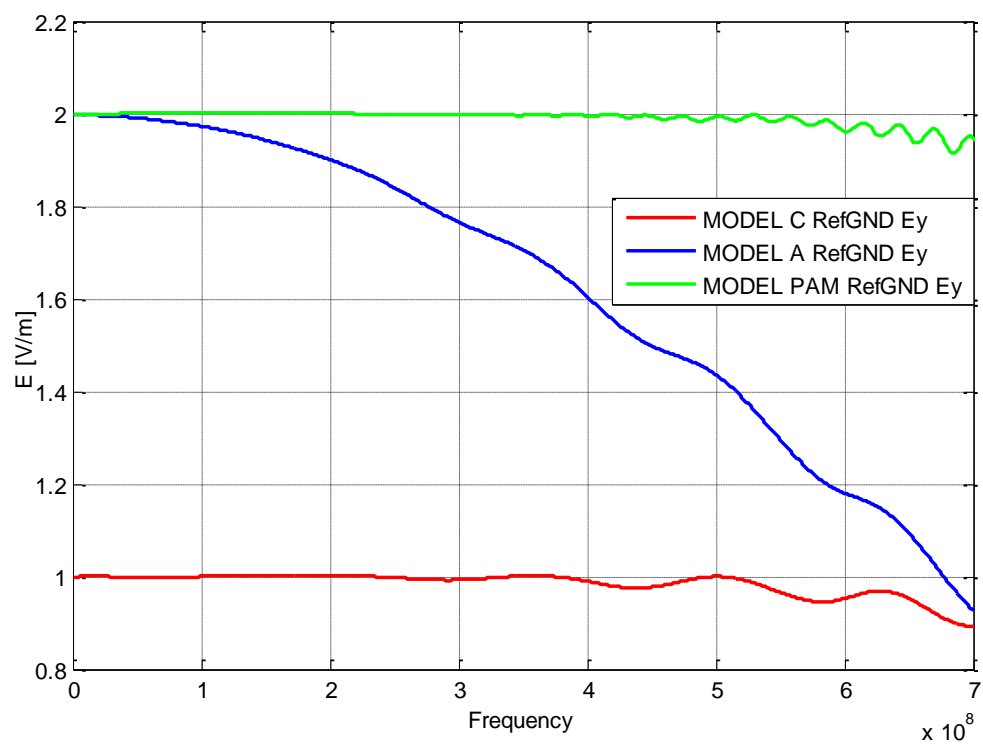
Graf 3.14 Vliv ztrát zemní roviny na vnitřní prostředí modelu pro body PT2 a PT3

Následující graf porovnává chování elektromagnetické vlny na rozhraní vzduch-země v simulačních prostředích PAM-CEM a MWS pro $\theta = 90^\circ$ (viz Graf 3.15; model A zde znázorňuje chování vlny při $\theta = 93^\circ$). Z porovnání je možné vidět zcela odlišné účinky těchto prostředí na šíření elektromagnetické vlny podél tohoto rozhraní, které způsobují značné úrovně rozdíly ve výsledcích simulací (viz Graf 3.16; Příloha č. 4, Graf P. 4.1, Graf P. 4.2, Graf P. 4.3). Přesná příčina tohoto jevu doposud nebyla dostatečně objasněna.

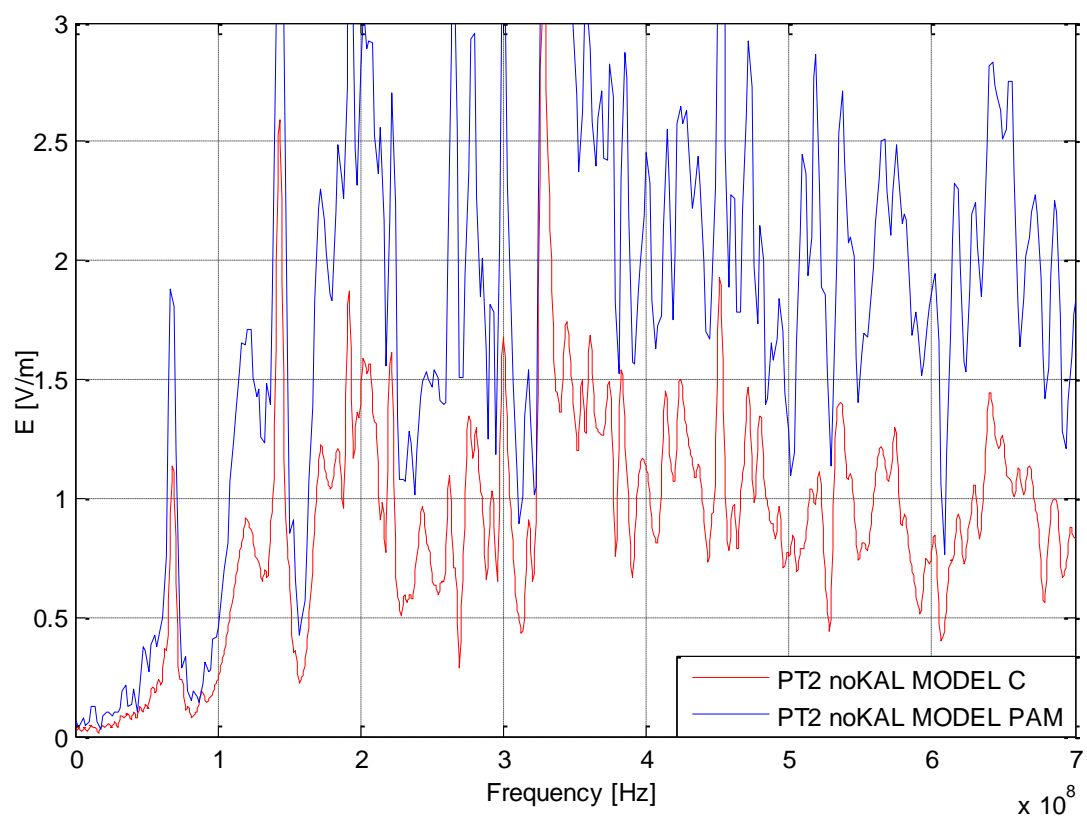
Nejvíce pravděpodobným důvodem těchto rozdílů mezi těmito simulačními programy je v tomto případě odlišná definice okrajových podmínek zemní roviny. Důvodem je zde fakt, že v případě okrajových podmínek aproximujících otevřený prostor na hranicích výpočetní domény se obdobné rozdílné chování neprojevovalo.

Parametry zemní roviny jsou v případě MWS charakterizovány pomocí okrajových podmínek " $E_{\text{tečná}} \rightarrow 0$ " nebo "Conductive Wall"⁷⁷ s vodivostí $\sigma = 3.72e+07$ S/m. V případě prostředí PAM-CEM není podmínka popisující ideální vodivou zemní rovinu v poskytnuté dokumentaci blíže upřesněna (viz Tab. 3.1, [135]).

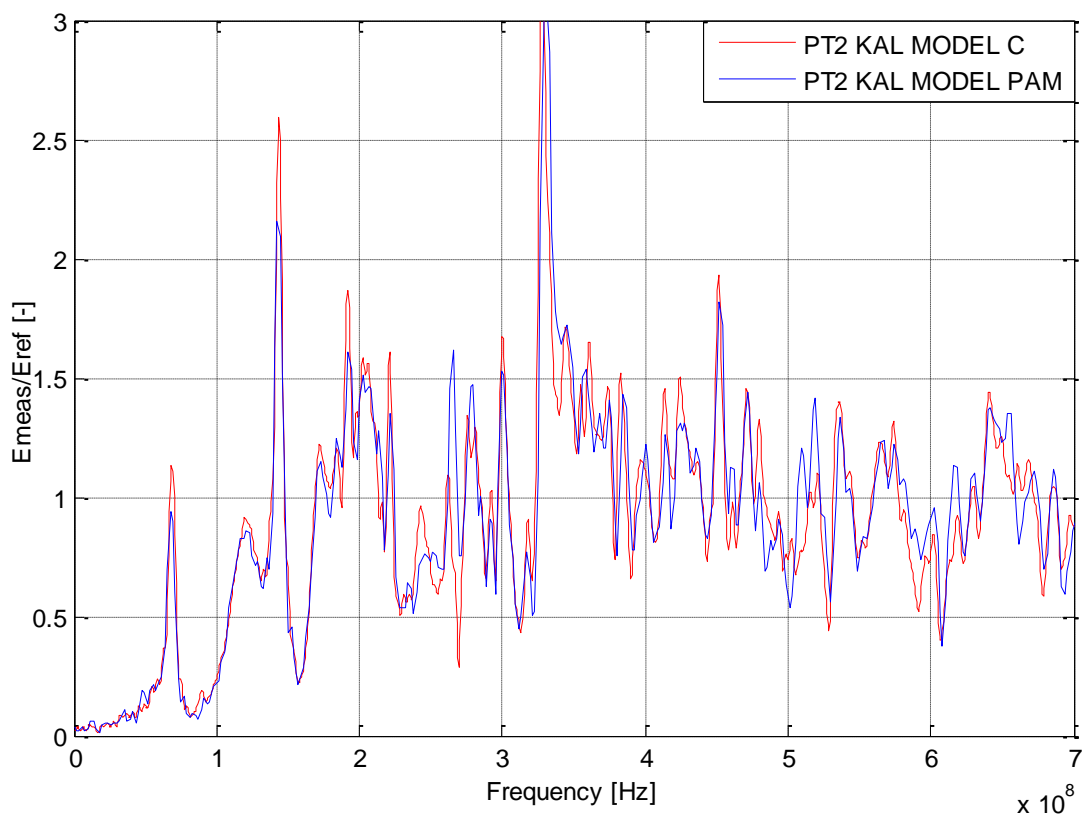
⁷⁷ Podmínka použitá při simulacích v CST s velmi dobře vodivou zemí. Modely A, B, C.



Graf 3.15 Porovnání vlivu zemních ploch v prostředích MWS a PAM-CEM v PT1



Graf 3.16 Porovnání výsledků MWS a PAM-CEM v bodě PT2 (vliv země)



Graf 3.17 Porovnání výsledků MWS a PAM-CEM v bodě PT2 (bez vlivu země - normalizované výsledky)

Zda se výsledky dosažené v simulačních prostředích MWS a PAM-CEM v případě užití zemní roviny liší i z jiného důvodu než vlivem výše zmíněného rozdílu v reprezentaci charakteru chování zemních ploch, si je možné ověřit na grafu Graf 3.17, případně v příloze Příloha č. 4 Graf P. 4.4, Graf P. 4.5, Graf P. 4.6. Na tomto grafu je vliv země potlačen u obou simulačních prostředí pomocí jejich normalizace vůči jejich referenčním úrovním a při vzájemném porovnání je patrná jejich výborná shoda v celém frekvenčním rozsahu (dosaženou míru shody mezi těmito simulačními programy je možné zhodnotit i z výsledků jejich objektivní analýzy pomocí FSV a IELF v Příloha č. 5, Graf P. 5.1).

Je dobré si zde také uvědomit, vzhledem k tomu že tyto programy používají částečně odlišné metody výpočtu elektromagnetického pole, že jejich shodou můžeme do určité míry doložit i korektnost použitých simulačních modelů a jejich nastavení.[136]

S ohledem na tyto uvedené poznatky nyní můžeme přejít k porovnání výsledků simulací, v tomto případě výsledků získaných pro modely C a B⁷⁸, s měřeními provedenými pracovníky UTB na OATS.

V následujících dvou grafech jsou prezentovány naměřené a simulované průběhy intenzit elektrického pole v závislosti na frekvenci v definovaných oblastech PT2 a PT3 pro vertikální polarizaci (viz Graf 3.18 a Graf 3.19). Z těchto grafů, s ohledem na způsob jakým byly porovnávány výsledky získány, je patrná relativně uspokojivá shoda mezi měřeními UTB a provedenými simulacemi na modelu C.⁷⁹ Největší rozdíly mezi měřeními a simulacemi je

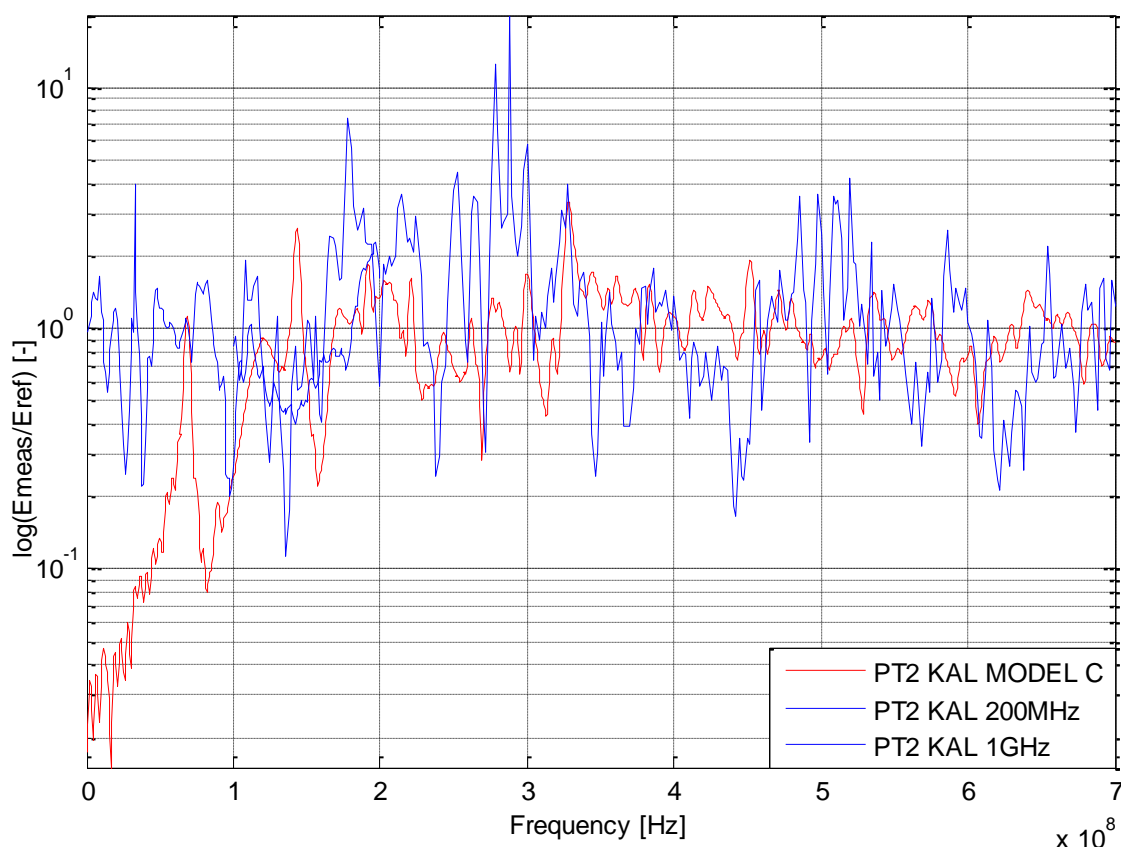
⁷⁸ Model C je použit pro validaci výsledků měření a simulace při buzení úlohy vertikálně polarizovanou vlnou. Model B je použit pro validaci výsledků měření a simulace při buzení úlohy horizontálně polarizovanou vlnou. (viz Tab. 3.1)

⁷⁹ V případě porovnání ostatních analyzovaných simulačních modelů je rozdíl v tomto ohledu nevýznamný a nebudou zde s měřeními porovnávány

možné pozorovat na velmi nízkých kmitočtech (cca do 100 MHz), kde úrovně detekovaného pole dosahují podstatně vyšších hodnot než u simulací. Ačkoliv tyto výrazné rozdíly mohou být zčásti zapříčiněny i samotným měřením, je pravděpodobné, že jejich příčina leží také v samotném simulačním modelu a kompromisech, které byly učiněny při jeho definici.

Mimo rozdílů mezi reálnou a simulovanou zemní rovinou, jejichž vlivy jsou při porovnání potlačeny, a zdrojem buzení, mohou být tyto nízké úrovně intenzit elektrického pole uvnitř simulovaných modelů také ze značné části zapříčiněny nedostatečně přesným popisem modelu s ohledem na vazební jevy, které jsou na těchto kmitočtech dominantní - difúze a vodivá vazba. Příčiny jejich nedostatečného zahrnutí do skupiny procesů, kterými při analýze elektromagnetické pole proniká do vnitřních částí simulačního modelu, je pak možné vidět například v nedostatečně dlouhé době běhu simulace⁸⁰ a nedostatečně přesně popsaném chování pole na rozhraní s vodivou strukturou (skin efekt, nevhodný typ TCS modelu, apod.).⁸¹ [137], [138],[139].

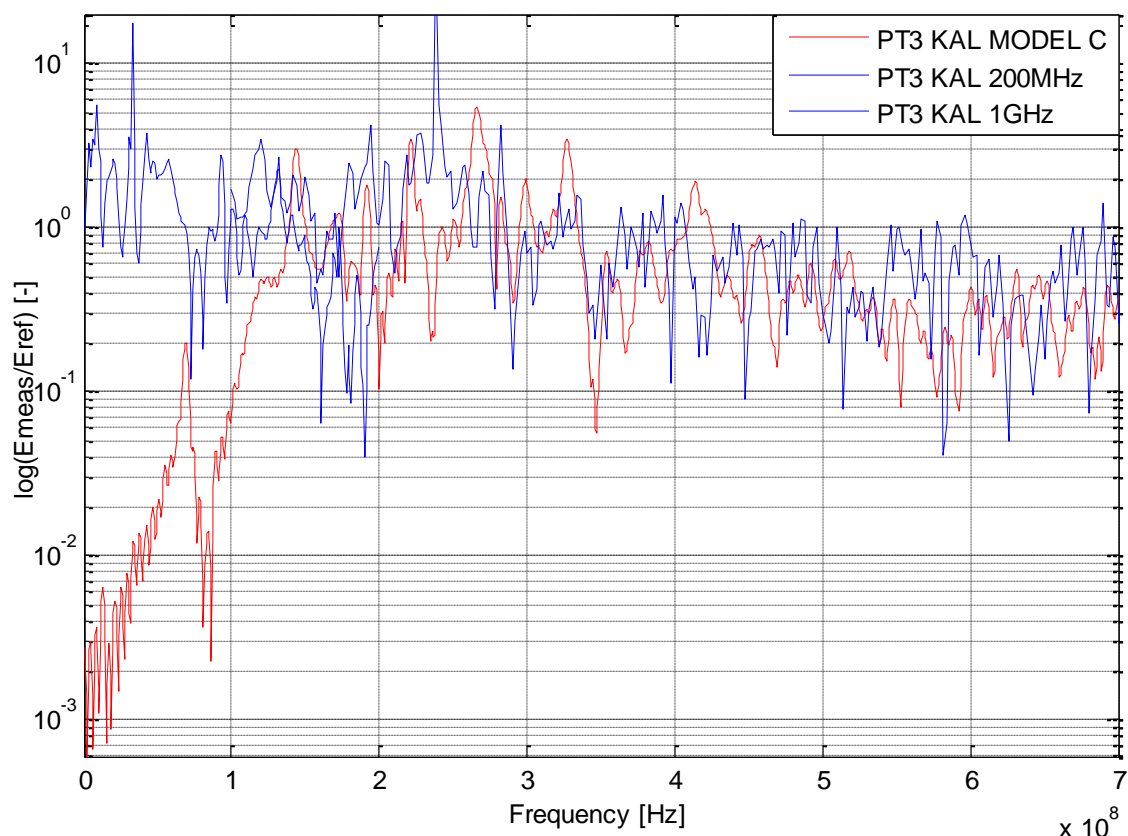
Na vyšších kmitočtech, kde už vlnová délka a rozměry okenních otvorů modelu začínají být srovnatelné (cca. 300 MHz a výše), což vede ke změně charakteru dominantní vazby, je možné vidět znatelné zlepšení celkové úrovně rozdílů mezi měřeními a simulacemi.



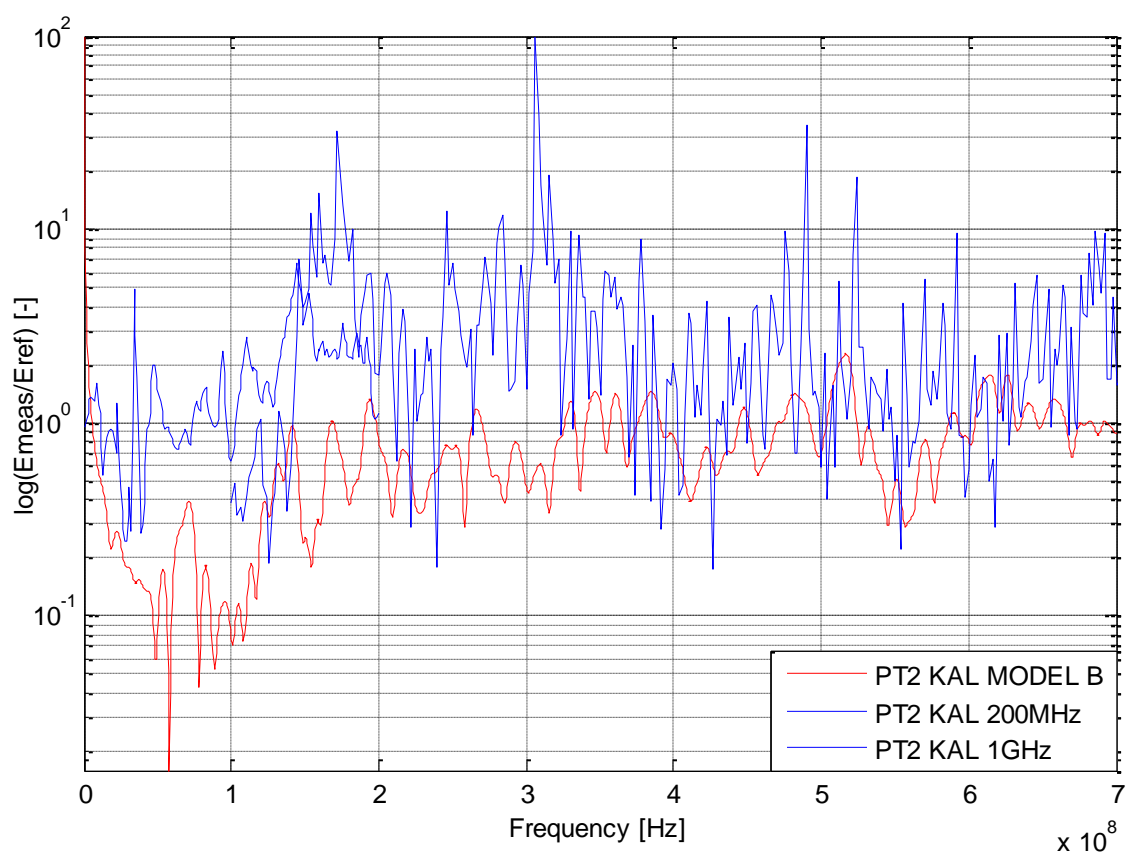
Graf 3.18 Porovnání normalizovaných výsledků v PT2 mezi modelem C a měření (vertikální pol.)

⁸⁰ Pokud vezmeme v úvahu vztah popisující dobu, kterou vlna potřebuje k průniku skrze vodivou kovovou vrstvu $\tau = \pi \cdot d^2 \cdot \sigma \cdot \mu$ (d - tloušťka vrstvy, σ - vodivost), je zřejmé že celková doba, po kterou elmag. pole analyzujeme ve zde prezentovaných simulacích (cca. 170 nS), je na zohlednění tohoto děje příliš krátká (τ se obvykle pohybuje v řádech jednotek až stovek μ S). Tomu se ovšem lze jenom stěží vyhnout, díky příliš jemné diskretizaci modelu, v porovnání s délkou vlny na těchto nízkých kmitočtech, a s tím spojenou CFL podmínkou.

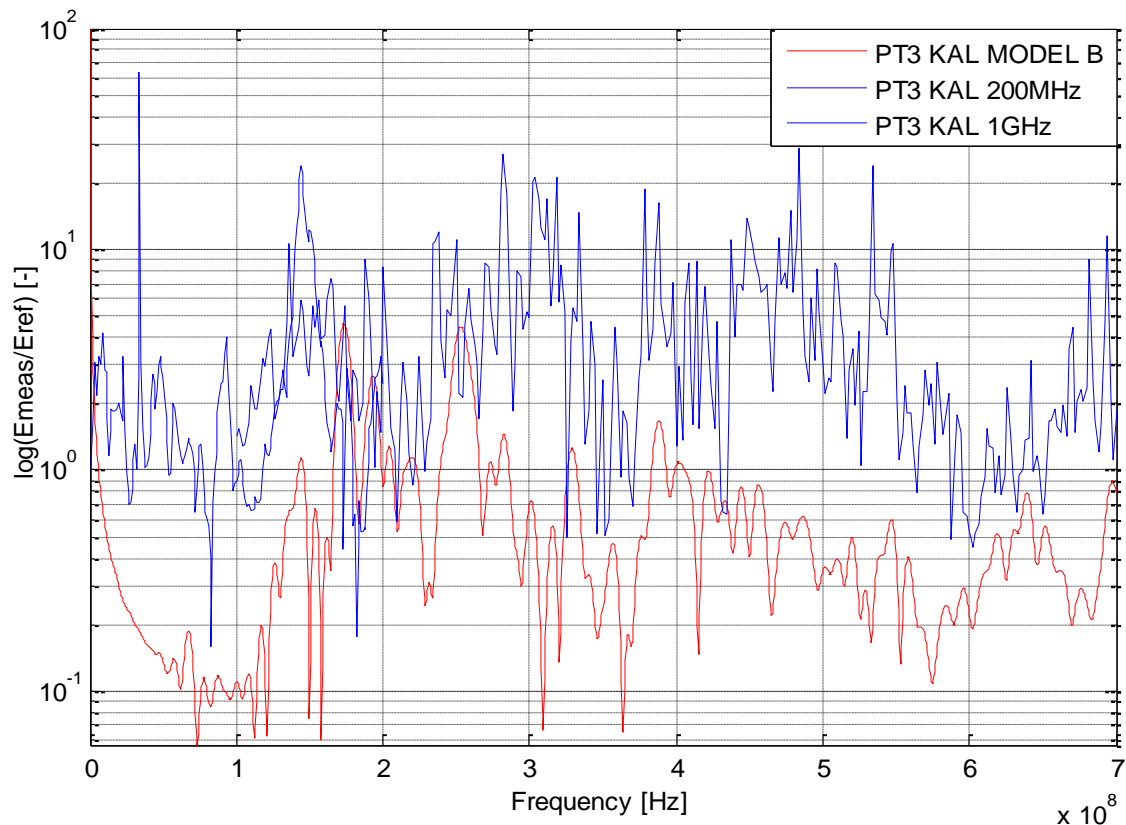
⁸¹ V případě použitých TCS modelů (Thin Conductive Sheet) zde není ve skutečnosti ani možné řádně zjistit, jak dostatečně věrohodně dokážou použité simulační programy tento daný problém popsat. Existuje zde totiž celá řada různých technik jak vhodně aproximovat chování velmi tenké vrstvy, kdy $d \ll \Delta s$ (Δs -inkrement buňky v dané ose) a ne všechny jsou pro diskutovaný problém vhodné (viz [137], [138], [139])



Graf 3.19 Porovnání normalizovaných výsledků v PT2 mezi modelem C a měřením (vertikální pol.)



Graf 3.20 Porovnání normalizovaných výsledků v PT2 mezi modelem B a měřením (horizontální pol.)



Graf 3.21 Porovnání normalizovaných výsledků v PT3 mezi modelem B a měření (horizontální pol.)

Jak můžeme vidět z grafů Graf 3.20 a Graf 3.21, v případě horizontální polarizace je shoda mezi výsledky měření a simulacemi už daleko horší a nabízí se zde otázka, zda jsou v tomto konkrétním případě přesnější samotná měření či simulace. Vzhledem k tomu, že v případě simulací jsme použili jasně definované prostředí, které následně neprokazovalo příliš velkou odchylku s výsledky měření pro vertikální polarizaci, a s ohledem na ne příliš vhodné měřicí prostory pro měření s horizontálně polarizovaným budícím polem a použitý způsob zpracování výsledků, je zde možné přisoudit výsledkům simulace větší váhu.⁸²

Důvody pro toto tvrzení jsou zejména dva. Prvním z nich je fakt, že úroveň měřených signálů v případě horizontální polarizace byly desetkrát nižší než v případě polarizace vertikální (což je v souladu s logikou principu šíření vlny pro tuto polarizaci, ovšem také je díky tomu i dané měření podstatně citlivější na vlivy jiných externích zdrojů, které se vyskytovaly v oblasti měření). Druhým důvodem je až nepřirozeně silná schopnost trupu měřeného letounu rezonovat prakticky v celém rozsahu analyzovaných frekvencí (viz Graf 16).⁸³ Tyto nepřirozeně silné úrovně pak mohou být s velkou pravděpodobností také důsledkem špatně zvolených referenčních hodnot či nevhodně provedené normalizaci dosažených výsledků viz kapitola Kap. 3.2.2)

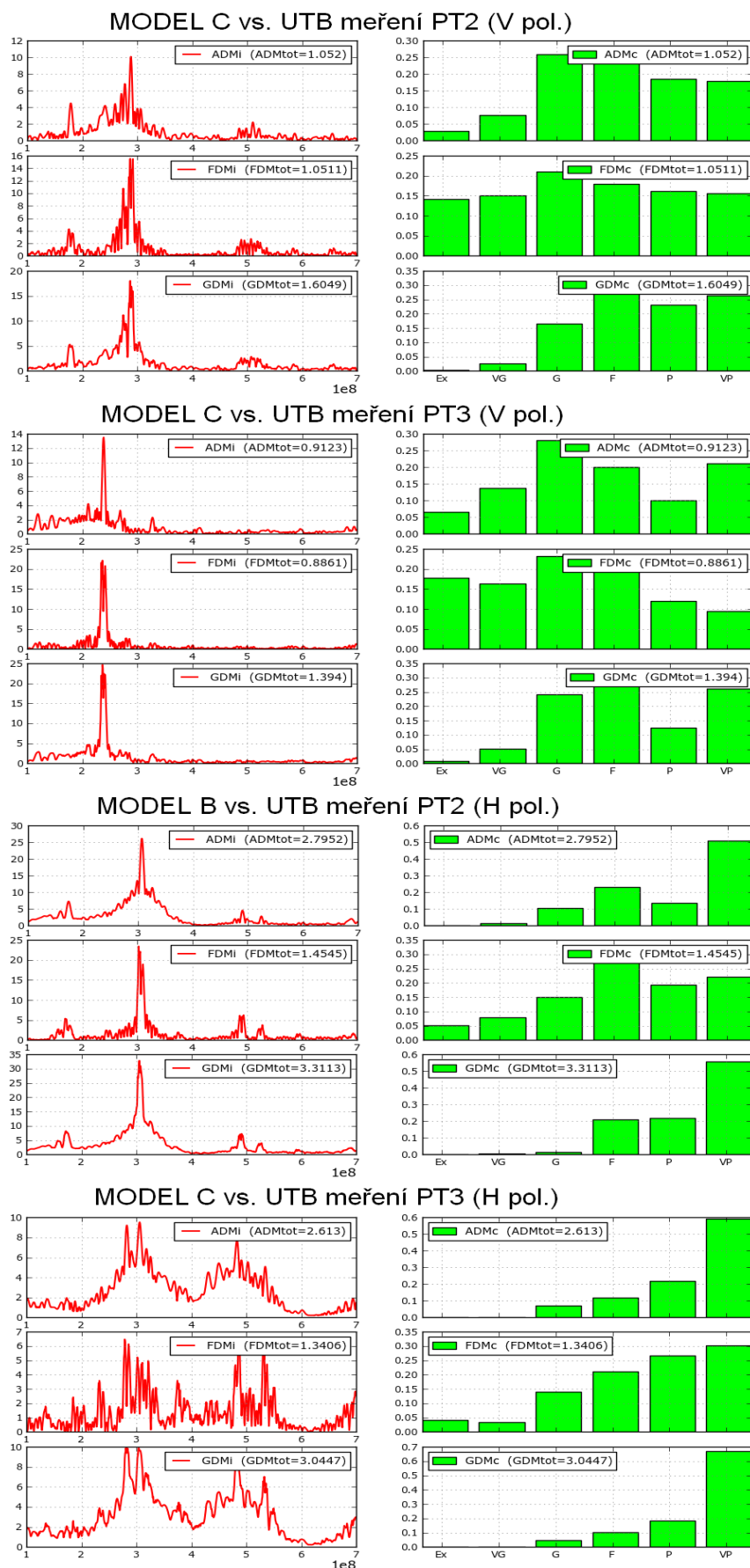
⁸² Je možné, že v případě horizontální polarizace již mohly na detekované úrovni E pole výrazně projevit i zdroje rušení, například jiné externí zdroje z okolí nebo odražené vlny od okolních objektů, které zde mohly vliv srovnatelný se samotným budícím zdrojem. Jejich příspěvky se v tomto případě nedají vyloučit a ani potlačit vztažným porovnáním s referenční úrovní měřenou bez draku letounu.

⁸³ Data byly zpracovány UTB poměrově: E_{meas}/E_{ref} . Tudiž jakýkoliv překmit nad úroveň 1 značí silnější intenzitu pole než jakou bychme mohli naměřit na volném prostranství - rezonanci vlivem trupu letounu. Je zde také možnost že v případě měření letounu s horizontální polarizací byla úroveň buzení, kvůli zachování rozumného odstupu S/Š, vyšší než v případě měření jejich referencí. Neznalost a nezahrnutí tohoto faktu by pak mohla vést při zpracování výsledků k obdobnému posunutí úrovní, jaké vidíme na grafech Graf 15, Graf 16.

Nyní se zaměříme na objektivní zhodnocení rozdílů mezi těmito změřenými a simulovanými výsledky, pomocí metod FSV a IELF, které jsou blíže popsány v [140], [141], [30]

Tab. 3.3 Výsledková tabulka kvantitativního zhodnocení dosažených výsledků pomocí metod FSV a IELF

IELF model 1	v.B1 6.3.2010 model 2	BOD	Rozsah		IELF		
			od	do	body	"Hodnoceni"	
MODEL C	MODEL PAM	PT1	0	700 MHz	0,071	Excellent	
MODEL C	MODEL PAM	PT2	0	700 MHz	0,045	Excellent	
MODEL C	MODEL PAM	PT3	0	700 MHz	0,061	Excellent	
MODEL C	UTB Vpol	PT2	1 MHz	200 MHz	0,795	Excellent	
MODEL C	UTB Vpol	PT3	1 MHz	200 MHz	1,926	V. Good	
MODEL B	UTB Hpol	PT2	1 MHz	200 MHz	0,677	Excellent	
MODEL B	UTB Hpol	PT3	1 MHz	200 MHz	1,763	V. Good	
MODEL C	UTB Vpol	PT2	100 MHz	700 MHz	0,988	Excellent	
MODEL C	UTB Vpol	PT3	100 MHz	700 MHz	0,961	Excellent	
MODEL B	UTB Hpol	PT2	100 MHz	700 MHz	3,508	Good	
MODEL B	UTB Hpol	PT3	100 MHz	700 MHz	3,701	Good	
MODEL C	UTB Vpol	PT2	300 MHz	700 MHz	0,591	Excellent	
MODEL C	UTB Vpol	PT3	300 MHz	700 MHz	0,391	Excellent	
MODEL B	UTB Hpol	PT2	400 MHz	700 MHz	1,799	V.Good	
MODEL B	UTB Hpol	PT3	400 MHz	700 MHz	3,614	Good	
FSV model 1	v. 2.4.1 model 2	BOD	Rozsah		FSV		
			od	do	ADM	FDM	GDM
MODEL C	MODEL PAM	PT1	0	700 MHz	0,1836	0,2660	0,3516
MODEL C	MODEL PAM	PT2	0	700 MHz	0,1599	0,2095	0,2912
MODEL C	MODEL PAM	PT3	0	700 MHz	0,1665	0,2255	0,3032
MODEL C	UTB Vpol	PT2	1 MHz	200 MHz	1,1713	0,9612	1,6393
MODEL C	UTB Vpol	PT3	1 MHz	200 MHz	2,7429	1,3042	3,1868
MODEL B	UTB Hpol	PT2	1 MHz	200 MHz	2,2058	1,1590	2,7769
MODEL B	UTB Hpol	PT3	1 MHz	200 MHz	3,8773	1,3422	4,4341
MODEL C	UTB Vpol	PT2	100 MHz	700 MHz	1,0520	1,0511	1,6049
MODEL C	UTB Vpol	PT3	100 MHz	700 MHz	0,9123	0,8861	1,3940
MODEL B	UTB Hpol	PT2	100 MHz	700 MHz	2,7952	1,4545	3,3113
MODEL B	UTB Hpol	PT3	100 MHz	700 MHz	2,6130	1,3406	3,0447
MODEL C	UTB Vpol	PT2	300 MHz	700 MHz	0,7066	0,7848	1,1525
MODEL C	UTB Vpol	PT3	300 MHz	700 MHz	0,5903	0,6620	0,9631
MODEL B	UTB Hpol	PT2	400 MHz	700 MHz	1,6387	1,4258	2,2950
MODEL B	UTB Hpol	PT3	400 MHz	700 MHz	3,5496	1,4856	3,9920



Graf 3.22 Grafické porovnání podobnosti výsledků dosažených simulacemi v MWS a měření UTB (FSV)

Výsledky analýzy dosažené shody simulovaných a změřených průběhů pomocí metod IELF a FSV jsou prezentovány v Tab. 3.3 a Graf 3.22. Důvodem jejich použití zde ovšem není pouhé nezávislé a svým způsobem i více objektivní zhodnocení míry shody porovnávaných výsledků, ale i samotná možnost je zde použít pro zhodnocení některých jejich charakteristických vlastností spojených s jejich korektní funkcí na tomto typu problematiky, a to zejména z toho důvodu, že tyto metody nejsou doposud pro širší inženýrskou obec zabývající se měřeními a numerickou analýzou obdobných komplexních systémů z pohledu EMC příliš známé a jedná se zde v podstatě o jedno z jejich prvních reálných použití v této oblasti.

Jak můžeme z tohoto porovnání vidět, nejlepší shody zde dosahují výsledky pro vertikální polarizaci a to zejména v pásmu od 300 do 700 MHz.⁸⁴ V případě horizontální polarizace dosahujeme naopak relativně špatných výsledků prakticky v celém sledovaném rozsahu, a to zejména díky značně vyššímu rozdílu úrovní.⁸⁵

Jak můžeme dále vidět, obě metody dokázaly i totožně určit nejlepší případy shody porovnávaných výsledků (viz Tab. 3.3; zelené údaje). Ovšem, v případě nejhorších výsledků se již hodnocení rozchází (červené údaje). Důvodem těchto rozporů je zde samotný princip hodnocení míry shody, který tyto metody používají. Metoda IELF se při posuzování zaměřuje zejména na korespondenci výsledků po amplitudové stránce, zatímco u FSV je jejich korespondence posuzována i s ohledem chování výsledků ve frekvenčním spektru (FDM).⁸⁶

Z výše zmíněných vlastností a stylu porovnávání průběhů obou metod lze tedy i potvrdit autory obecně proklamovanou domněnku, že metoda FSV dokáže porovnat analyzované průběhy daleko komplexněji, než algoritmy založené na stejném principu jaký používá metoda IELF, a to zejména díky tomu, že v sobě už z principu zahrnuje posouzení porovnávaných dat z více různých pohledů, což ji logicky dává větší prostor se více svými výsledky přiblížit samotnému expertnímu posuzování i v této inženýrské oblasti.⁸⁷ Mimo to, s pomocí průběžných ukazatelů shody (ADMi, FDMi, GDMi), dokážeme touto metodou lehce identifikovat oblasti s vysokou / nízkou mírou odchylek porovnávaných průběhů. Což nám poskytuje další velmi užitečnou informaci o tom, ve kterých oblastech můžeme výsledkům nejméně / nejvíce důvěřovat.

3.1.3 Zhodnocení porovnání

Z výše popsaného následně vyplývají zejména následující poznatky:

- potlačení/nepotlačení vlivu země prakticky vždy významně ovlivní pohled na dosažené výsledky zkoumaného modelu. Proto je nutná obezřetnost při porovnávání těchto výsledků a je více než vhodné se vždy snažit dílčí jevy

⁸⁴ Nejlepší shody mezi měřeními a simulací bylo dosaženo pro pozici PT3. To odpovídá i subjektivnímu názoru hodnotitele. Mimo to, tento fakt podporuje i domněnku že tato lokalita je už z větší části definována zejména charakterem vnitřního prostoru letounu, díky čemuž není tak závislá na aktuálním rozložení externího elektromagnetického pole, které tuto dutinu budí. Což opět poukazuje i na domněnku, že simulační model se od reálného neliší ani tak rozdílným charakterem vnitřního prostředí letounu, jako spíše rozdílným zohledněním a excitací vazeb mezi jeho vnitřním a vnějším prostředím (viz vlivy budícího a rušivých externích zdrojů em. pole, reálné zemní roviny, skin efektu, TCS apod.).

⁸⁵ Jak si lze z hodnocení trendů daných průběhů (FDM) v Tab. 3.3 a Graf 3.22 všimnout, jejich hodnocení zde na rozdíl od ADM není až tak špatné.

⁸⁶ IELF bere ohled pouze na to, v jaké části spektra se zrovna nacházíme

⁸⁷ Samozřejmě se opět jedná o z části subjektivní posudek, jelikož výsledky, kterých bylo dosaženo u FSV, se více shodují s vlastním subjektivním názorem pozorovatele. Zcela objektivně rozhodnout bude možné až po zevrubném otestování obou použitých metod na širokém vzorku případů a následné analýze jejich dosažených výsledků.

přispívající k celkovému chování modelu země od sebe zřetelně oddělit (viz kapitoly Kap. 3.1.2.1 a Kap. 3.1.2.2).

- vliv polarizace, s ohledem na šíření vlny v blízkosti země, má velmi silný dopad na úroveň intenzit v celém sledovaném pásmu. Na nízkých kmitočtech se projeví nejvíce účinek vertikálně polarizované vlny, na vysokých kmitočtech naopak horizontálně polarizované vlny. V případě nutnosti potlačit jejich vliv je vhodné použít vztažného porovnání získaných výsledků s referencí (normalizace).⁸⁸
- vliv úhlu dopadu může velmi významným způsobem ovlivnit chování elmag. pole nad zemní rovinou. V případě simulací nemusí být vůbec zanedbatelné ani jeho malé odchylky. Toto platí zejména pro úhly, které se svou velikostí blíží významným úhlům charakterizujícím dané rozhraní vzduch-země (například případy kdy se $\theta \rightarrow 90^\circ$; viz kapitoly Kap. 3.1.2.1 a Kap. 3.1.2.2). [123]
- vliv ztrát zemní roviny se uplatňuje zejména v případech, kdy chceme analyzovat objekt v relativně malé výšce nad ztrátovou zemní rovinou. Důvodem je zde především silný vliv případné povrchové vlny, šířící se podél tohoto rozhraní. Ve většině ostatních případů je ovšem možné tento vliv případně i zanedbat.⁸⁹
- z porovnání výsledků simulací je evidentní že obě simulační metody (FIT vs FDTD), navzdory dílčím rozdílům v použité síti modelu, rozdílům v popisu použitých materiálů a nastavení simulačních parametrů, dosahují prakticky stejně přesných výsledků. U simulačního programu PAM-CEM je ovšem nutné brát ohled na poněkud sporné výsledky v případě uplatnění vlivu země, který zatím nebyl ještě zcela vysvětlen (viz kapitola Kap. 3.1.2.3).
- z porovnání výsledků simulací v prostředí MWS a měření provedeného UTB Zlín byla zjištěna relativně uspokojivá shoda v případě vertikálně polarizované elektrické složky budícího pole. V případě horizontálně polarizovaného pole se o shodě mezi simulacemi a měřením nedá příliš mluvit. V tomto případě mohou být rozdílné výsledky způsobeny zejména nevhodnou koncepcí daného měření, která brání vhodnému popisu měřené úlohy už ze svého principu - viz nevhodná polarizace, směr šíření budící vlny s ohledem na zemní rovinu, neznalost přesných el. parametrů charakterizujících zemní rovinu a možný silný příspěvek zdrojů rušení na měřenou veličinu elmag. pole. Pokud porovnáme výsledky měření a simulací s ohledem na pozici, v níž se měřilo, je zřejmé, že nejlepších výsledků bylo dosaženo v bodě PT3, což je způsobeno zejména tím, že vazba v okolí bodu PT3 je méně citlivá na přímý vliv vnějšího elektromagnetického pole, vlivem své pozice ve vnitřním prostoru trupu letounu.
- pro co nejobjektivnější zhodnocení míry shody nejvíce důležitých výsledků této kapitoly zde byly použity i nové kvantifikační metody FSV a IELF. Z jejich porovnání jasně vyplynulo, že metoda IELF je vhodná v případech, kdy je prioritou porovnání výsledků především z pohledu rozdílů jejich úrovní.⁹⁰

⁸⁸ Reference zde představuje model bez námi analyzovaného objektu. Referenční úroveň měříme nejlépe v úrovni vazebních otvorů (pokud se jedná o dominantní vazbu). Takto často zjistíme přesný účinek zemní roviny. Podrobnější diskuzi na toto téma je možné nalézt v kapitole Kap. 3.1.2.2.

⁸⁹ Začlenění ztrát do popisu zemní roviny nemusí nutně vést k dostatečně přesné aproximaci reálné zemní plochy použité při měření. To se zejména týká měření na OATS bez dostatečně velké a velmi dobře vodivé zemní plochy (viz Kap. 3.1.2.1).

⁹⁰ U měřených/simulovaných dat takto například dokážeme velmi rychle zhodnotit i jejich míru splnění požadavků různých EMC norem (např. splnění podmínky nevyzařování nad definovanou mezní úroveň apod.)

Metoda FSV na druhou stranu výborně koresponduje s expertními hodnoceními a je také více universální z hlediska svého použití, což je možné přičíst na vrub zejména její schopnosti analyzovat míru shody z více pohledů, čímž se velmi přibližuje způsobu, jakým dané průběhy vnímá a hodnotí samotný lidský mozek.⁹¹[142]

Pokud výše uvedené poznatky shrneme, zjistíme, že v případě měření na otevřeném prostranství, mohou být simulace lehce využity například jako určitý typ "etalonu", který v sobě zohledňuje pouze ty vlivy okolního prostředí, které při daném měření chceme skutečně zohlednit. Díky takovému porovnání reálných změřených a "referenčních" simulovaných výsledků můžeme velmi lehce odhadnout případné, jiným způsobem velmi špatně odhalitelné, problémy, které při těchto měřeních mohou nastat, a nejistoty spjaté s vlivem okolního prostředí, a tak dokážeme i lépe pochopit samotné procesy odehrávající se v daném analyzovaném prostoru.

3.2 Simulace a měření referenčního modelu trupu letounu

Z předchozí kapitoly je zřejmé, že výsledky provedených simulací a měření na volném prostranství nejsou příliš reprezentativní na to, abychom byli schopni uspokojivě prokázat míru shody mezi virtuálním a reálným chováním elektromagnetického pole ve vnitřních prostorách letounu. Neschopnost prokázání míry této shody simulace s naměřenou realitou zde vyplývá zejména z velkého množství nejistot a špatně odhadnutelných proměnných, které výrazně ovlivnily celkové chování sledovaného pole.

Na základě výše zmíněných faktů byl vytvořen zjednodušený referenční model trupu letounu, který byl proměřen v přesných a jasně definovaných podmínkách semianechoické komory VTÚPV ve Vyškově. [143]

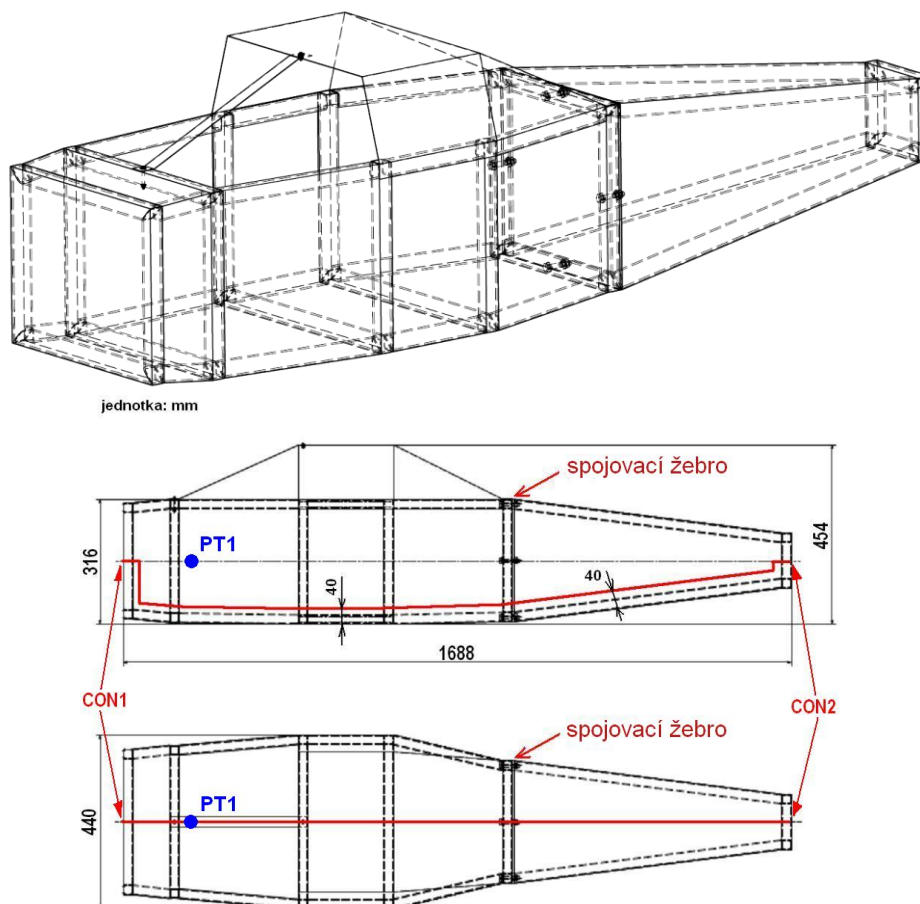
Důvody pro použití zjednodušeného referenčního modelu jsou dva. První z nich spočívá v extrémní finanční i logistické náročnosti měření skutečného letounu v dostatečně velké semianechoické komoře (minimální náklady se v dnešní době pohybují okolo 40 000 Euro). Druhý spočívá ve snaze o co nejpřesnější definici geometrie modelu, která se podílí na charakteru sledovaného vnitřního prostředí elektromagnetického pole.⁹²

Referenční model trupu letounu použitý pro měření v této části zprávy je možné vidět na obrázku Obr. 3.13:

⁹¹ Je zde dobré také podotknout, že tyto metody je možné výhodně použít i při hodnocení míry dosažení vytyčených výsledků u optimalizačních metod.[142]

Z pohledu EMC by tak bylo pravděpodobně možné využít těchto validačních metod společně s optimalizacemi třeba v rámci simulačních analýz systému kabeláže, například rychlé nalezení takových variant kompozice použitých typů kabelů a jejich ochrany v analyzovaném svazku, které by vykazovaly pro danou koncepci analyzovaného systému nejlepší stínící vlastnosti.

⁹² Měřený reálný letoun stále představuje velké množství obtížně definovatelných geometrických a materiálových prvků různých tvarů, které byly s ohledem na únosnost nároků na simulaci odstraněny nebo potlačeny. Díky nim je velmi těžké bez rozsáhlých zkušeností s podobnými měřeními stoprocentně zaručit, že jejich vliv nebude při tomto porovnání příliš významný. Omezením těchto špatně definovatelných vlivů tak dostaneme velmi přesnou a dobře definovanou shodu simulované a měřené geometrie modelu, což v konečném důsledku povede k přesnějšímu celkovému porovnání provedených simulací a měření a stanovení míry jejich možné shody.



Obr. 3.13 Geometrie referenčního trupu letounu (nahore) a trasa měření kabeláže (dole)

Model referenčního trupu je složen ze dvou částí. Kostry, sloužící jako nosná část modelu a simulující vnitřní žebrování trupu letounu, a vnějšího pláště, složeného z překrývajících se částí nastříhaných kovových plechových plátů. Kostra modelu byla vytvořena z jeklů o rozměrech 22 x 24 mm (materiálem zde byla blíže nespecifikovaná slitina oceli), v případě potahového materiálu se jednalo o válcovaný pocínovaný plech přibližně o tloušťce 0,2 mm. Dílčí části kostry modelu byly k sobě svařeny, až na poslední žebro spojené čtyřmi šrouby, které rozděluje trup modelu na ocasní a kokpitovou část (viz Obr. 3.13).⁹³ Vnější plášť byl poté k takto spojené kostře přinýtován v místech styku s kostrou (vzdálenost nýtů od sebe zde činila přibližně 3 cm).

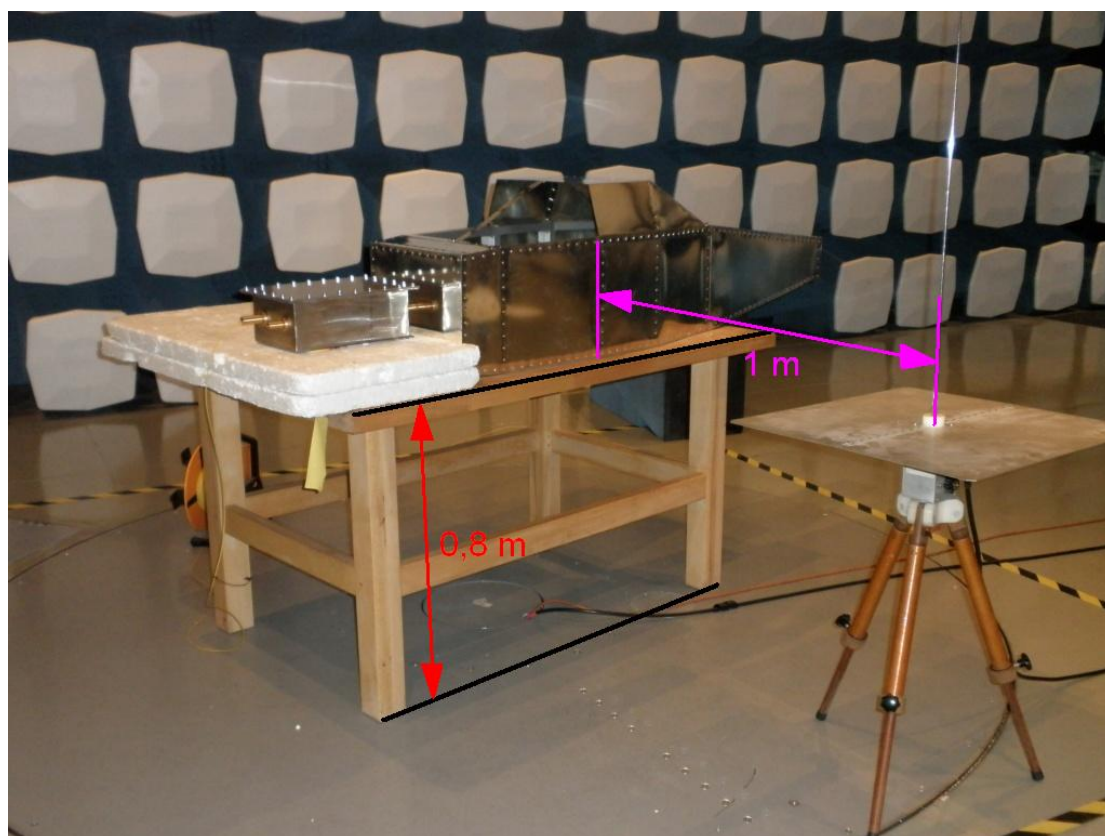
Středem modelu, ve výšce 4 cm nad podlahou trupu letounu, byla vedena měřená kabeláž, podepíraná dielektrickými podložkami s nízkou permitivitou (viz Obr. 3.13, Obr. 3.17).

První a druhá část této podkapitoly je věnována popisu měření referenčního modelu v semianechoické komoře a zpracování naměřených výsledků, třetí část popisuje simulace a popis virtuálního referenčního modelu a poslední část porovnává a diskutuje dosaženou shodu mezi naměřenými a simulovanými výsledky.

⁹³ Rozdělení modelu na dvě části bylo nutné kvůli dobrému přístupu do vnitřní části modelu. Mimo tyto dvě části je možné od modelu ze stejného důvodu oddělit i vrchní část kokpitu modelu.

3.2.1 Měření referenčního modelu

Měření referenčního modelu v semianechoické komoře VTÚPV Vyškov probíhalo ve dvou fázích a je blíže popsáno ve [143]. V první fázi byla při tomto měření zjištěna elektrická intenzita elektromagnetického pole vybuzeného ve vnitřním prostředí modelu v definované oblasti "PT1". V druhé fázi byly změřeny napěťové a proudové odezvy na analyzované kabeláži, reprezentované drátem o průměru 1 mm a koaxiálním kabelem RG-58. Referenční model byl umístěn na dřevěném stole o rozměrech 1,44 x 2,188 x 0,04 m ve výšce 0,8 m nad dobře vodivou zemní plochou komory (viz Obr. 3.17).



Obr. 3.14 Uspořádání měřicího pracoviště referenčního modelu ve VTÚPV Vyškov

Intenzita elektrického pole byla v tomto případě měřena za pomoci D-dot sondy v pozici znázorněné na Obr. 3.15 a Obr. 3.13.⁹⁴ Průběhy napětí a proudů na měřené kabeláži byly měřeny pomocí napěťové sondy typu HP 10071A a proudové sondy typu CT-1 v odstíněném prostoru měřicího boxu (viz Obr. 3.16; [144], [145]). Tento stíněný box byl při měření odezvy externího pole na kabeláži použit z důvodu potlačení možného přímého účinku externího pole na detekované U/I použitých měřicích sond na koncích měřené kabeláže. Jeho umístění vzhledem k měřenému modelu je znázorněno na Obr. 3.14.

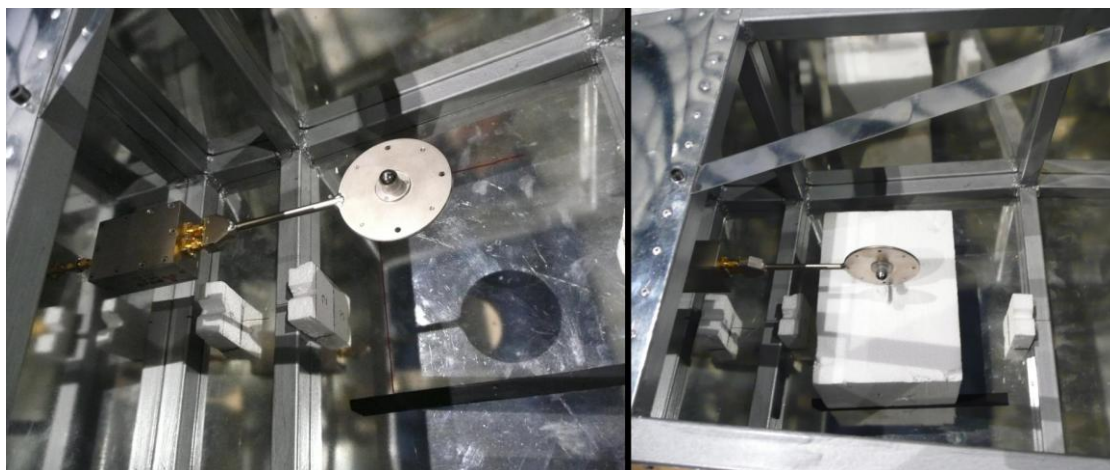
Box byl dále spojen s předním panelem modelu skrze kovovou trubku⁹⁵, kterou procházela koaxiální průchodka do vnitřního prostoru boxu, a na jejímž konci byla vždy připojena jedna z měřicích sond (viz Obr. 3.16). Druhý konec koaxiální průchodky byl spojen

⁹⁴ Za pomoci D-Dot sondy byla proměřena intenzita elektrického pole jak pro vertikální, tak i pro horizontální polarizaci. Je dobré si zde uvědomit, že až součet těchto příspěvků obou polarizací nám dává konečný pohled na celkovou intenzitu E v dané oblasti.

⁹⁵ Konec kovové trubky, kterým prochází koaxiální průchodka od konektoru CON1 do stínicího boxu, byl na straně předního panelu referenčního modelu pouze "přisunutý" - okraj trubky se pouze fyzicky dotýkal s kovovou plochou panelu. Díky tomu zde nemuselo být vždy ideální vodivé spojení mezi těmito dvěma částmi.

s SMA konektorem umístěným na předním panelu (pozice CON1), na který byla připojena z vnitřní strany modelu měřená kabeláž. Ta byla poté v ocasní části modelu připojena na SMA konektor s označením CON2, který byl v průběhu měření zatížen buďto 50 Ω zakončovací zátěží, nebo byl naprázdno (viz Obr. 3.13).

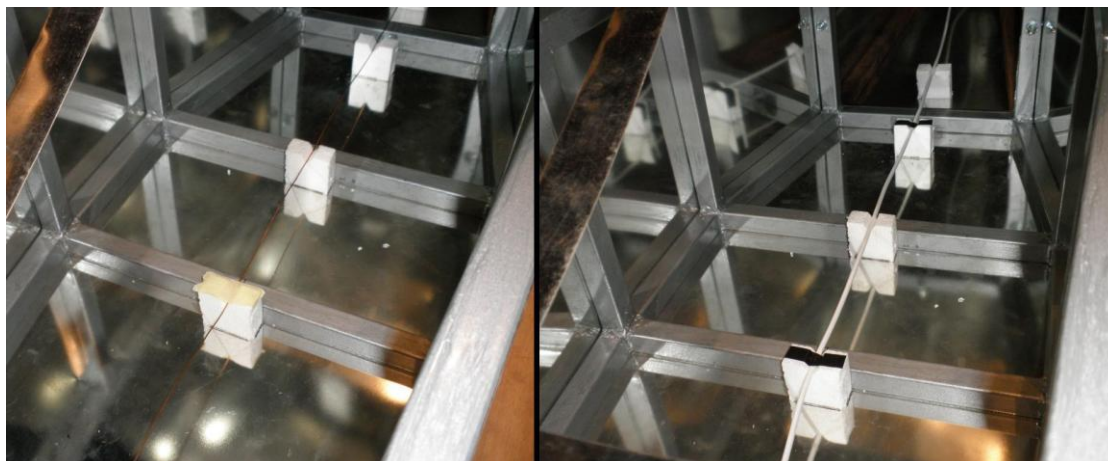
Měřená kabeláž byla tvořena jednou holým, přibližně 1 mm v průměru tlustým, měděným drátem, nebo 50 Ω koaxiálním kabelem (RG-58). Za materiál dielektrických podložek měřené kabeláže byl zvolen polystyren (viz Obr. 3.17).



Obr. 3.15 Měření intenzity elektrického pole za pomoci D-dot senzoru S/N 66 pro pozici PT v blízkosti předního panelu referenčního trupu (pozice: X: 26 cm od přední stěny, Y: výška: 15,5 cm nad podlahou modelu, Z: střed modelu)



Obr. 3.16 Umístění a připojení napěťové (levý) a proudové (vpravo) sondy ke koaxiální průchodce ve stínícím boxu



Obr. 3.17 Umístění měřeného drátu (vlevo) a koaxiálního kabelu RG-58 (vpravo) v trupu měřeného referenčního modelu

Měření v rozsahu 200 - 2200 MHz bylo provedeno jak pro vertikální tak horizontální polarizaci. Z minulé kapitoly víme, že horizontální polarizace nemusí být pro obdobnou validaci příliš vhodná, protože elektrická složka i směr šíření vlny jsou paralelní se zemní rovinou. V tomto případě jsou ovšem zmiňované negativní vlivy, které nám v případě validace měření provedeného UTB se simulacemi reálného modelu letadla bránily v nalezení dostatečně reprezentativní shody výsledků, potlačeny jasně definovanými podmínkami měřicího pracoviště, jeho uspořádáním a dostatečně silným budícím polem. Jediný podstatnější problém zde spočívá ve faktu, že budící anténa je ve velké části analyzovaného spektra k referenčnímu modelu blíže, než je vzdálenost 2λ (cca do 600MHz se tedy budící pole nechová jako vzdálený zdroj záření). Díky čemuž se zde mohou projevit určité odlišnosti mezi simulací a měřením (zejména na kmitočtech pod 300 MHz).⁹⁶

3.2.2 Zpracování naměřených dat referenčního modelu

Tato podkapitola je zaměřena na zpracování naměřených dat a jejich přípravu pro porovnání měření a simulací v podkapitole Kap. 3.2.4.

Při zpracování naměřených dat pro jejich následné porovnání se simulacemi si je nutné zejména uvědomit, že zde nejde o pouhé jednoduché převody jednotek, ale jedná se obvykle o komplexní transformaci veličiny zaznamenané měřicím přístrojem na původní detekovanou veličinu (respektive na její co nejpřesnější odhad), která danou odezvu vyvolala a která je navíc vhodně porovnatelná s výstupy, jenž nám poskytuje sama simulace.

Jako názorný příklad zde můžeme například uvést převod měřeného napětí D-dot sondy na původní detekovanou intenzitu elektrického pole v jejím blízkém okolí, kdy je potřeba nejenom zohlednit vztah pro převod získané výstupní odezvy senzoru na intenzitu elektrického pole, ale musíme například také pro správné porovnání zohlednit i proměnlivé chování budícího/referenčního pole, způsobeného například nelinearitou použitých zesilovačů anebo změnami budící antény (jako je například anténní faktor - AF).

Obecně u těchto případů platí, že čím více jevů zvyšujících míru nejistoty mezi reálnými měřeními a simulacemi se nám podaří při korektním zpracování výsledků odstranit, tím přesnější bude informace o skutečném rozdílu mezi porovnávanými výsledky. Jedny z

⁹⁶ Mohou se zde projevit zejména různé indukční a kapacitní vazby mezi měřicí anténou a referenčním modelem, které, v případě že budeme model ozařovat rovinou vlnou, nebudou do simulačního modelu zahrnuty. Je zde vhodné také zdůraznit, že zde nikdy nedostáváme až do pásma s reaktivní vazbou mezi anténou a měřeným objektem (pod $\lambda/2\pi$). Vždy se pohybujeme minimálně ve Fresnelově oblasti.

možných postupů, jakými lze jednoduše dosáhnout takového zpracování naměřených dat, jsou v námi diskutovaném případě následující:

Ukázka č.1: Zjištění pravděpodobné detekované intenzity el. pole v místě PT1 na frekvenci 1GHz: Intenzita el. pole je zde vztažena ke změřeným hodnotám uvedeným v následující tabulce (viz Tab. 3.4).

Tab. 3.4 Naměřené hodnoty pro výpočet detekované E v místě PT1 (frekvence: 1 GHz; anténa: Log-per)

Data: Ukazka č.1	Natočení sondy	Natočení antény	U [dBμV]	U [mV]	E [V/m]	E 1V/m
Sonda	VP	VP	79,07	8,985	3,532	1,008
Sonda	HP	VP	85,31	18,418	7,240	
Reference	VP	VP	85,90	19,725	7.754	
Reference	HP	VP	73,79	4,890	1,922	

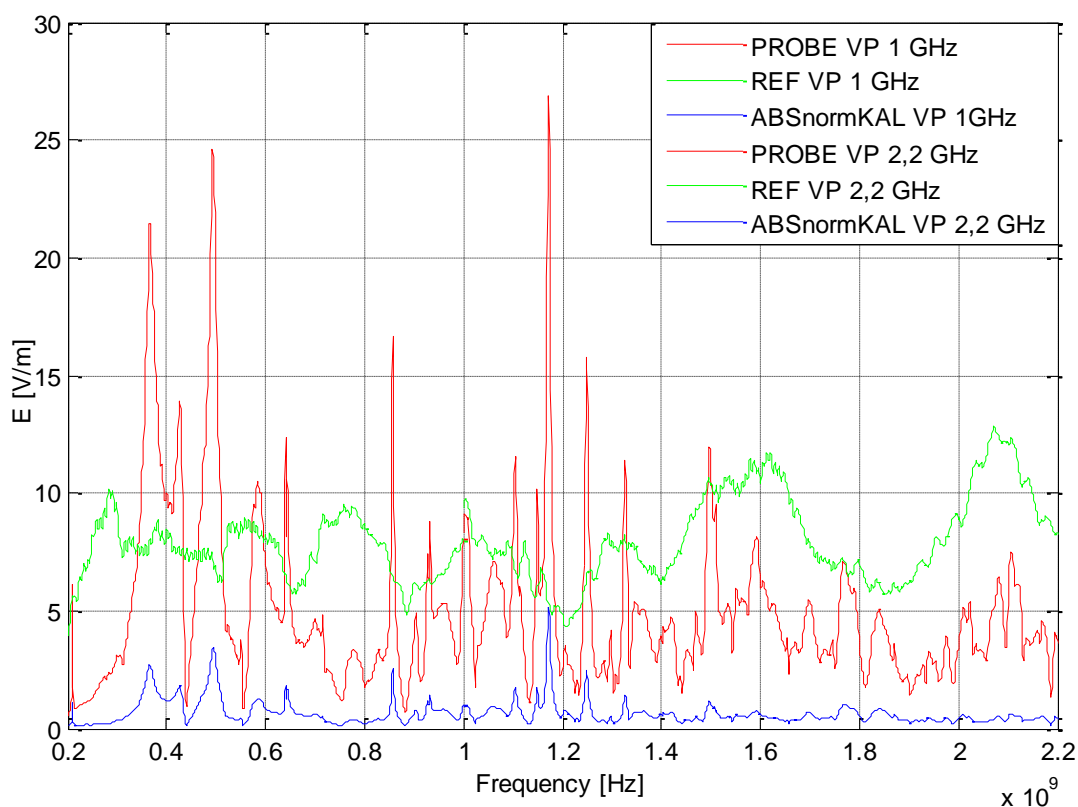
Nejprve je nutné zohlednit detekční vlastnosti samotné D-dot sondy vztažené k napětí naměřeném na vektorovém analyzátoru. Toho je možné docílit pomocí následujícího vztahu (jeho odvození je možné nalézt v Příloha č. 6;[147] :

$$E_{DET}(f) = \frac{V_{meas}(f) \cdot 247 \cdot 10^{10}}{2\pi f} \rightarrow \frac{8,985 \cdot 247 \cdot 10^{-2}}{2\pi} \quad [V / m], \quad (3.13)$$

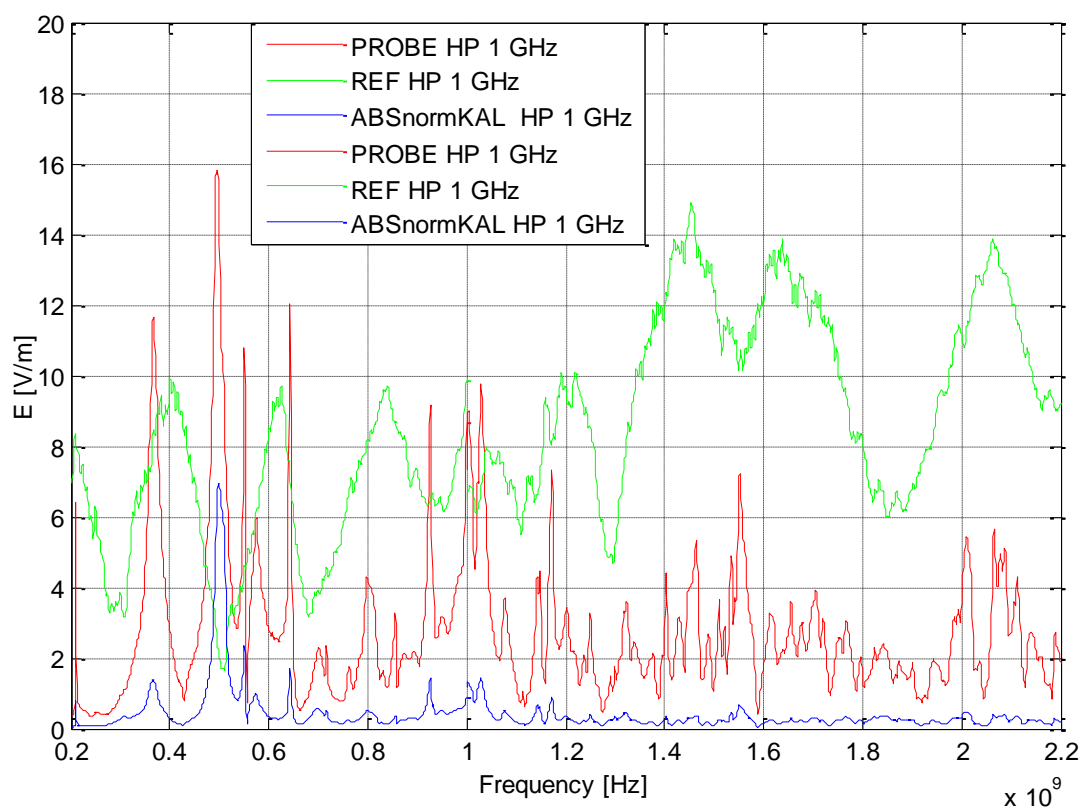
Po dosazení do vztahu získáme předpokládanou intenzitu pole, detekovanou D-dot sondou pro dílčí kmitočty (viz Tab. 3.4, šestý sloupec). Další logická úprava pro normalizaci naměřených intenzit elektrického pole vzhledem k 1V/m je tato (viz Tab. 3.4, sedmý sloupec):

$$E_{DET \ 1V / m} = \frac{|E|_{DET \ probe}}{|E|_{DET \ ref.}} \rightarrow \frac{\sqrt{(3,532^2 + 7,240^2)}}{\sqrt{(7,754^2 + 1,922^2)}} \quad (3.14)$$

Grafické znázornění výsledné změřené úrovně intenzity elektrického pole v bodě PT1, pro vertikální i horizontální polarizaci, je možné vidět na dvou následujících grafech (viz Graf 3.23, Graf 3.24, Příloha č. 6).



Graf 3.23 Intenzita el. pole v bodě PT1 pro vertikální polarizaci: naměřená (červená), referenční (zelená), normovaná k 1 V/m (modrá)



Graf 3.24 Intenzita el. pole v bodě PT1 pro horizontální polarizaci: naměřená (červená), referenční (zelená), normovaná k 1 V/m (modrá)

Ukázka č. 2: V případě přípravy naměřených hodnot napětí a proudů naindukovaných na měřené kabeláži je problém obdobný.

Hlavní úskalí v tomto případě spočívá v tom, že naměřené úrovně detekované na výstupech použitých sond v sobě zahrnují jak vliv jejich přenosových vlastností, tak i vliv použité koaxiální průchodky, zde v podobě 10 cm dlouhého koaxiálního vedení, která je jednou na svém konci zakončena "nakrátko" vodivou smyčkou (měříme proud procházející jádrem do jeho stínění) a jednou "naprázdno" (svorky sondy HP 10071A jsou připojeny mezi jádro a stínění kabelu; viz Obr. 3.16).

Jedna z možností, jak dostatečně potlačit vliv, jak přenosových vlastností, tak i koaxiální průchodky a jejího charakteristického "zatížení" na jejím konci (CON3; viz Obr. 3.19) je dodatečné kalibrační měření samotné koaxiální průchodky se zapojenými sondami. Toto měření může například probíhat tak, že je koaxiální průchodka buzena přesně daným referenčním zdrojem a je měřena odezva na toto buzení na výstupech proměřovaných sond. Tím dostaneme přenosovou funkci mezi počátkem průchodky (CON1) a měřeným napětím sond umístěných na jeho konci (CON3).⁹⁷

Získané hodnoty charakterizující tuto přenosovou soustavu je tedy možné popsat následujícími vztahy:

$$K_i = \frac{U_{KAL\ meas\ CT-1}}{I_{REF}} \quad [mV / mA], \quad (3.15)$$

$$K_u = \frac{U_{REF}}{U_{KAL\ meas\ HP10067A}} \quad [mV / mV], \quad (3.16)$$

kde $U_{KAL\ meas\ CT}$ a $U_{KAL\ meas\ HP}$ jsou naměřená napětí na sondách CT-1 a HP 10071A pro stálý výstupní výkon budícího generátoru (Příloha č. 7).

Tab. 3.5 Naměřené hodnoty pro výpočet detekované úrovně I a U (1 GHz; Log-per)

Sonda	Pol.	CON2	U _{meas}		E _{DETref}	K _i /K _u	I _{DET 1V/m}
		[Ω]	[dBμV]	[mV]	[V/m]	[-]	[mA]
CT-1	VP	50	75,528	5,976	7,989	0,622	1,203
						5	0,150
HP10071A	VP	50	52,481	4,208	7,989	53,485	2,817
						10	0,527

Pokud známe mimo naměřených hodnot na sondách i výše uvedeným způsobem zjištěné hodnoty pro přenosovou funkci mezi naměřenou a detekovanou úrovní napětí/proudu (viz (3.15), (3.16); Tab. 3.5), je možné připravit potřebné hodnoty k porovnání se simulacemi například dvěma následujícími kroky (viz Graf 3.25, Graf 3.26):

První z uvedených kroků představuje normalizaci naměřených dat k intenzitě pole 1 V/m, za pomoci zjištěné intenzity referenčního pole $|E|_{DET\ ref}$:

$$U_{meas\ 1V/m} = \frac{U_{meas}}{|E|_{DET\ ref}} \rightarrow \frac{5,976}{7,989}. \quad (3.17)$$

Druhým krokem poté pomocí zjištěné citlivosti provedeme "kalibraci" změřené veličiny (zde měřené napětí) do podoby vhodné pro porovnání se simulacemi:

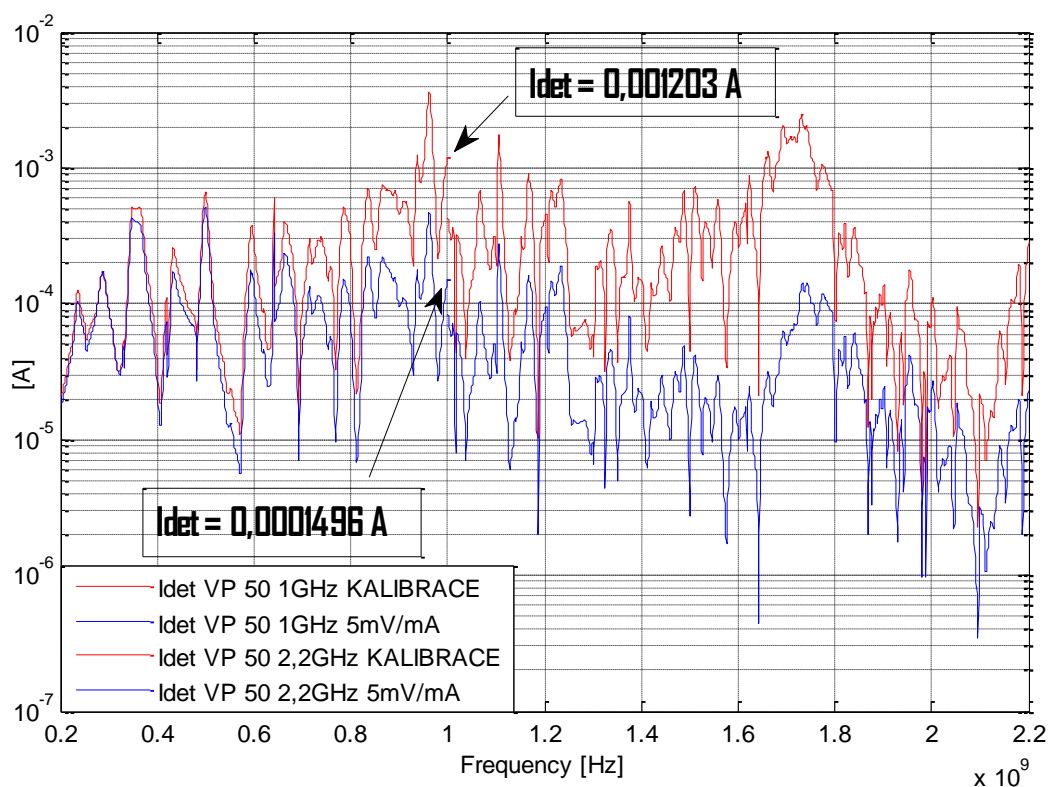
⁹⁷ V našem případě bylo toto měření dodatečně provedeno VTÚPV Vyškov. Výsledné dodané přenosové vlastnosti koaxiální průchodky, pro případy se zapojenými sondami CT-1 a HP10071A na jejím konci, jsou uvedeny v příloze Příloha č. 7.

$$U_{DET\ 1V/m} = U_{meas\ HP1007\ 1A\ 1V/m} \cdot Ku [V], \quad (3.18)$$

$$I_{DET\ 1V/m} = \frac{U_{meas\ CT-1\ 1V/m}}{Ki} [A]. \quad (3.19)$$

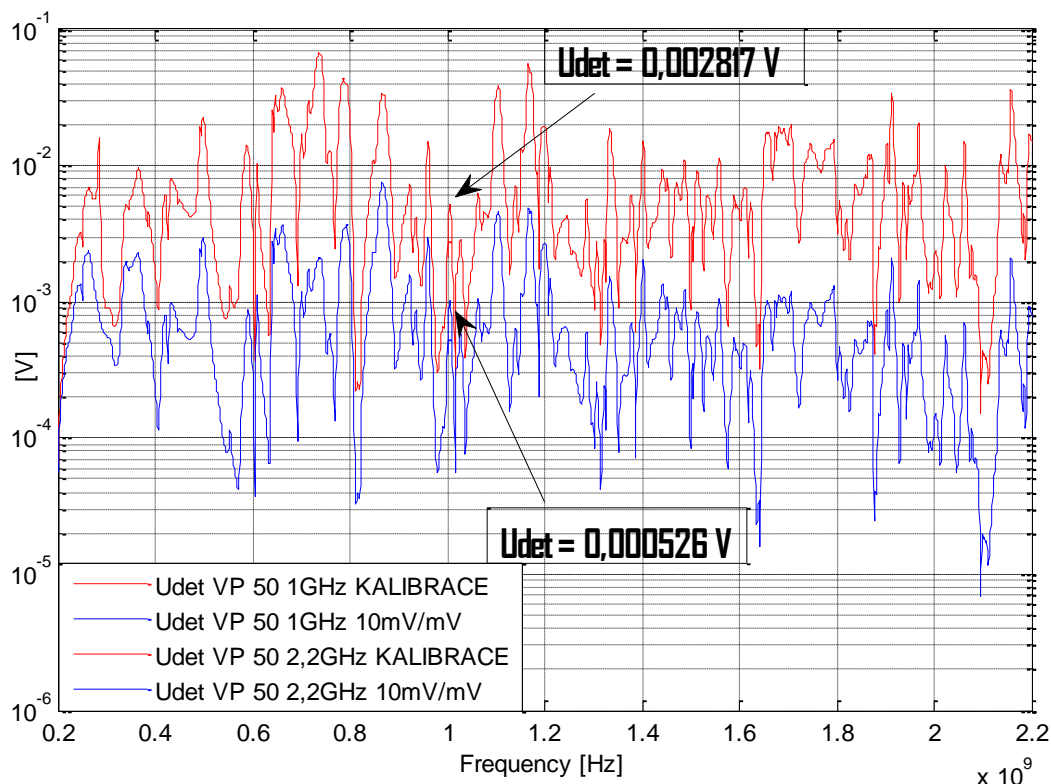
Je vhodné dodat, že výše popsané ukázky postupů zpracování naměřených dat nezohledňují všechny možné jevy, které by mohly ovlivnit korespondenci takto dosažených dat s původními reálnými hodnotami, jež byly v dané oblasti přítomny během prováděného měření. Na druhou stranu ovšem tyto korekce naměřených výsledků alespoň zahrnují ty nejzákladnější příspěvky, které se s velkou pravděpodobností nejvíce podílejí na jejich možném zkreslení, což v konečném důsledku vede i k jejich podstatně lepší vypovídací hodnotě při jejich porovnávání s výsledky simulací.

Níže uvedené grafy Graf 3.25 a Graf 3.26 zde reprezentují zjištěné rozdíly mezi výsledky dosaženými výše zmíněným postupem (*ukázka č. 2*) kdy je vliv přenosové cesty mezi výstupy měřicích sond a počátkem koaxiální průchodky CON1 zohledněn, a výsledky, kdy je vliv koaxiální průchodky za CON1 zanedbán (neuvažujeme její významnější vliv na výsledky). V případě nezohlednění přenosové cesty za pozicí CON1, byly pro zjištění výsledků použity výrobcem definované citlivosti ($K_u = 10 [mV/mV]$ a $K_i = 5 [mV/mA]$; [144], [145]).⁹⁸



Graf 3.25 Detekované proudy na kabeláži při vertikálně polarizovaném buzení při zátěži $50\ \Omega$ a jejich porovnání s ohledem na použitou citlivost sondy CT-1 (K_i)

⁹⁸ Je dobré si zde v tomto případě hlavně uvědomit, že pokud při kalibraci nebude zohledněno chování i použité koaxiální průchodky, například použijeme-li pouze výrobcem prezentované citlivosti sond, nebudou takto získané výsledky vztaženy k místu, ve kterém jsme odezvy U a I danou sondou ve skutečnosti měřili. Místo k pozici CON3 tak budou vztaženy k pozici CON1).



Graf 3.26 Detekovaná napětí na kabeláži při vertikálně polarizovaném buzení při zátěži 50 Ω a jejich porovnání s ohledem na použitou citlivost sondy HP10071A (Ku)

Průměrný rozdíl mezi takto zpracovanými výsledky činí v případě proudové sondy přibližně 8 dB pro frekvence do 1 GHz⁹⁹ a 20 dB mezi 1 - 2,2 GHz. V případě napěťové sondy je průměrný rozdíl prakticky stejný pro obě sledovaná pásma a činí přibližně 20 dB.

Z výše zmíněných poznatků jasně vyplývá nutnost co možná nejpřesnějšího popisu celého přenosového řetězce měřicí soustavy od místa měření až po samotný měřicí přístroj. Pokud obdobnou "přípravu" měřených a simulovaných dat neprovedeme, vystavujeme se tak zbytečnému riziku výrazného nárůstu rozdílů mezi měřeními a simulacemi, a tím spojeného horšího zhodnocení míry jejich shody.

3.2.3 Simulace referenčního modelu

Tato část práce popisuje, jakým způsobem byly nastaveny použité simulační modely referenčního trupu letadla v prostředí PAM-CEM a v modulu CRIPTE, s ohledem na jejich co možná nejvěrnější porovnání s měřeními provedenými VTÚPV ve Vyškově.

Než zde začneme popisovat použité simulační modely, je nutné zmínit fakt, že v prostředí PAM-CEM - CRIPTE jsou výpočty elektromagnetického pole a výpočty odezvy tohoto pole na kabeláž od sebe odděleny (není možné analyzovat elektromagnetické pole a zároveň odezvu na kabeláži).¹⁰⁰ Toto řešení je v dnešní době u obdobných SW běžně používáno kvůli své jednoduché možnosti implementace. Bohužel má ale i své velké zápory.

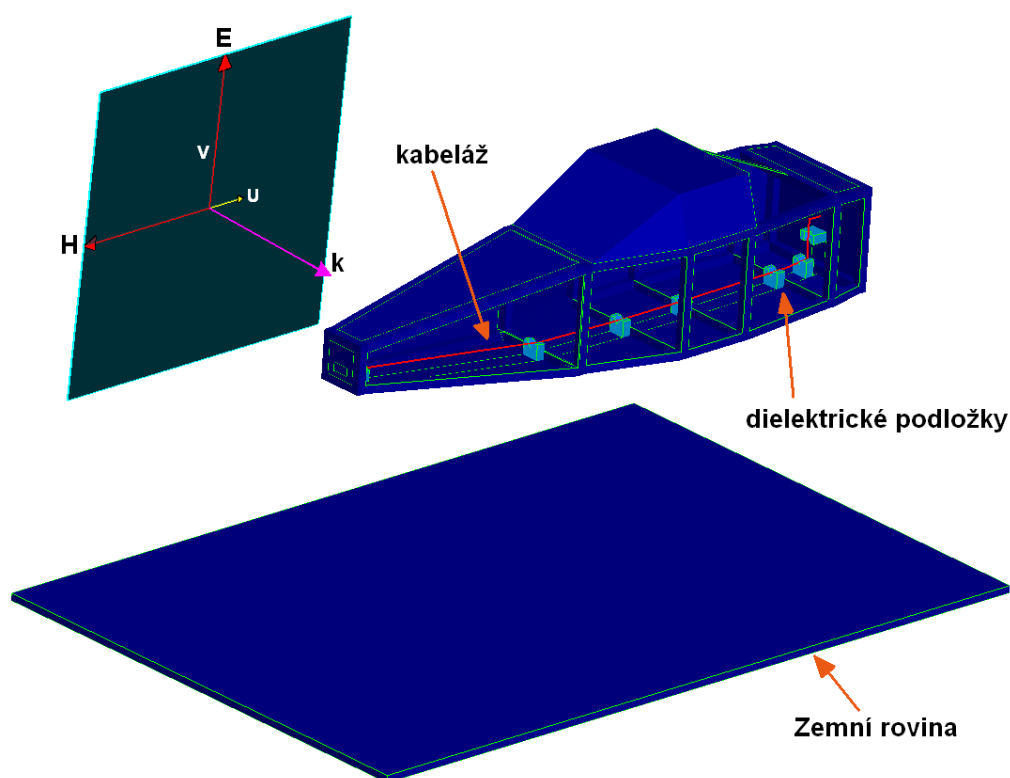
⁹⁹ To je způsobeno velmi podobnými přenosy obou variant na relativně širokém frekvenčním rozsahu (cca. od 200 do 700 MHz). Na vyšších kmitočtech ovšem rozdíl mezi výrobcem definovanou citlivostí a námi určeným přenosem prudce narůstá. To je zde způsobeno silicím vlivem námi zohledněné přenosové cesty koaxiální průchodkou (viz Graf 3.25).

¹⁰⁰ Chybí zde přímá a okamžitá vazba mezi modelem popisujícím okolní 3D prostor a modelem popisujícím chování kabeláže. Jedná se zde tudíž jakýsi iterační proces - chtělo by to zjistit správný název - 1 druhu cosi. Jeden z důvodů je zde i fakt, že řešič CRIPTE pracuje ve frekvenční oblasti, zatímco PAM-CEM používá pro prostorovou analýzu elektromagnetického pole řešič v oblasti časové.

Jednou z velkých nevýhod je v tomto případě zejména nemožnost přímé interakce analyzované kabeláže s okolním prostředím, díky čemuž není možné zahrnout do chování elektromagnetického pole přímo i interakci pole s touto kabeláží, což může za určitých okolností vést k neúplnému popisu celkového procesu výměny energie mezi nimi (zpětné vyzařování kabeláže, přímý vliv vazby mezi kabeláží a geometrií na rozložení budícího elmag. pole v okolí kabelu, apod.). Paradoxem zde je, že i výhoda tohoto řešení je založena na nemožnosti této přímé interakce. Díky nutnosti ožet přímou vazbu mezi okolním polem a kabeláží, se nám zde totiž otevírají možnosti velmi rychlé analýzy různých variant zapojení kabeláže samotné, aniž bychom museli znovu analyzovat celou 3D úlohu (například analýzy a optimalizace změn na zatěžích konektorů, optimalizace typů stínění, počtů a pozic dílčích kabelů obsažených v kabelových svazcích, apod.).

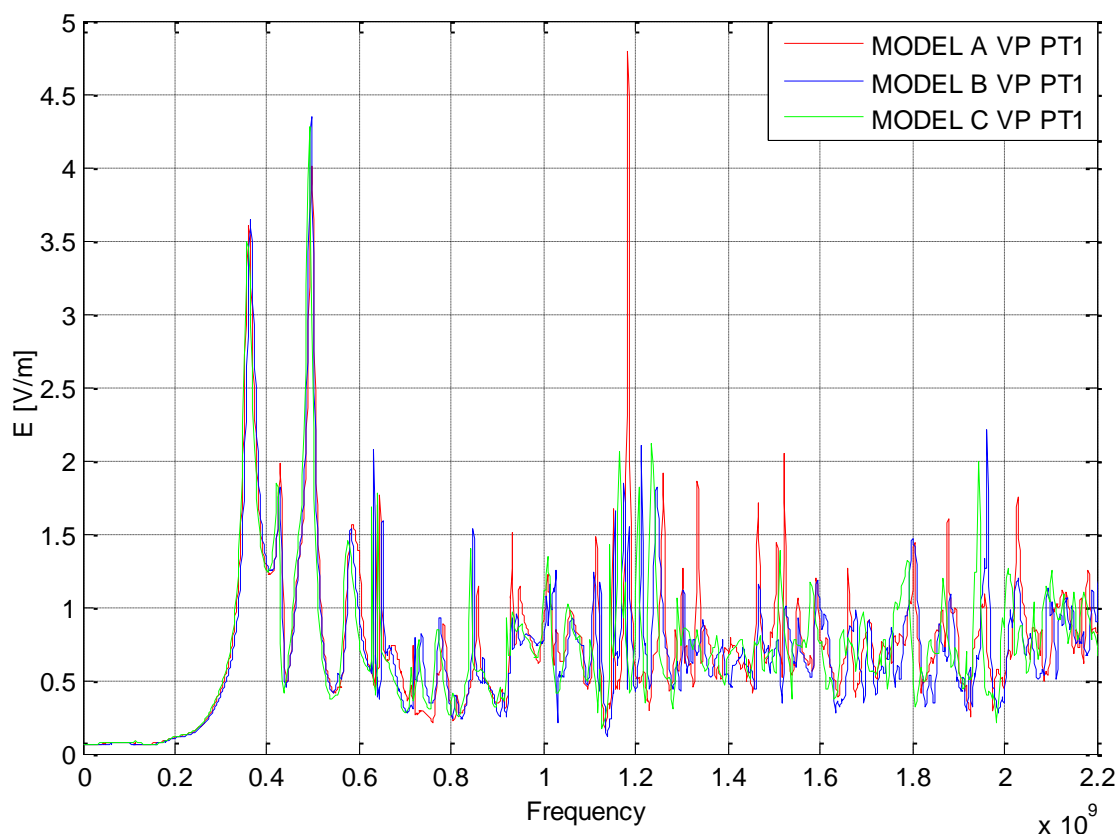
Geometrie modelu dané úlohy je znázorněna na obrázku Obr. 3.18. Jak z něho lze částečně vyčíst, jsou v případě geometrického modelu použita určitá zjednodušení. Je zde úplně zanedbáno nýtované spojení, kostra modelu je reprezentována pomocí pravoúhlých hranolů bez vnitřní dutiny (v reálu se jedná o jekly) a kovové potahové plochy pláště jsou reprezentovány jako nekonečně tenké plochy. Všechny tyto kovové části jsou pak v modelu aproximovány pomocí PEC.

U žádné z výše uvedených aproximací se nepředpokládá natolik silný vliv, aby výrazněji přispěl k odchylce mezi výsledky simulace a měření.¹⁰¹



Obr. 3.18 Geometrie simulačního modelu použita v prostředí PAM-CEM

¹⁰¹ V případě zanedbání nýtovaného spojení zde toto nebezpečí v určité míře existuje. Ovšem, vzhledem k relativně malé vzdálenosti nýtů od sebe (3cm), se zde nepředpokládá výraznější odchylka této aproximace dříve než na kmitočtech vyšších jak 1GHz, a proto se zde tato spojení považují za ideální.



Graf 3.27 Orientační porovnání rozdílů intenzit polí modelů A,B,C,D v bodě PT1 pro vertikální polarizaci vlny

Ovšem, s ohledem na skutečný měřený model, zde existují jeho určité části, u kterých takto jednoduše rozhodnout nelze. Mezi ně patří zejména vliv dielektrických podložek a stínícího boxu, který byl použit pro zamezení přímé interakce sledovaných veličin s externím budícím polem.¹⁰²

Z tohoto důvodu zde byly vytvořeny tři modely, jejichž úkolem bylo vlivy těchto částí blíže upřesnit (viz Příloha č. 8). Model A zde představuje nejvíce zjednodušenou variantu vůči realitě. Jedná se o čistě kovovou strukturu reálného referenčního modelu bez podložek i stínícího boxu.¹⁰³ Model B zohledňuje, potenciální vliv dielektrických polystyrenových podložek, použitých při reálných měřeních (zde nás zejména zajímá zavedení dielektrických ztrát, do jinak bezztrátového prostředí simulačního modelu, a vliv dielektrických podložek na změny v přenosových parametrech analyzované kabeláže). Model C pak v sobě navíc zohledňuje i možný vliv stínícího boxu na rozložení vnitřního elektromagnetického pole modelu.

Vliv výše popisovaných konstrukčních prvků modelu na rozložení elektrického pole v bodě PT1 je možné zhodnotit z průběhů prezentovaných v grafu Graf 3.27 a v příloze Příloha č. 9. Jak je z tohoto porovnání patrné, přibližně do 600 MHz zde mezi těmito modely neexistují prakticky žádné významnější rozdíly ve sledovaném chování elektrického pole (ani jeden z analyzovaných prvků nemá na takto nízkých kmitočtech dostatečný vliv). Nicméně, na vyšších kmitočtech se již vlivy dielektrických podložek a stínícího boxu začínají projevovat. Překvapivě, je z tohoto porovnání možné konstatovat, že z hlediska dosažených

¹⁰² Mimo to zde byl podrobně analyzován i vliv dřevěného stolu a zařízení (zesilovačů a generátorů) v nejbližším okolí měřeného modelu. Jak se ovšem ukázalo, ani u jednoho z těchto případů nebyl prokázán dostatečně silný vliv na chování pole uvnitř modelu (z tohoto důvodu jsou při porovnání zmíněny pouze podložky a stínící box).

¹⁰³ Model A byl také použit ve stejném nastavení pro zjištění intenzity v bodě PT1 pomocí programu CONCEPT II (MoM metoda; viz Graf 3.36).

úrovni jsou nejsilnější rozdíly mezi porovnávanými modely způsobeny vlivem ztrátových vlastností dielektrických podložek (viz porovnání modelu A s modely B a C)[148].¹⁰⁴ Z pohledu frekvenčního chování zjištěných průběhů se nejvíce odlišuje model C, u jehož výsledků můžeme zřetelně vidět mírný frekvenční posuv celého průběhu do leva.

Ačkoliv se může na první pohled zdát, že za tímto frekvenčním posuvem stojí elektrická vazba boxu s geometrií původního modelu (vlivem jeho prodloužení), bylo podrobnou dodatečnou analýzou zjištěno, že tento frekvenční posuv je způsoben pouze výrazně jemnějším zasíťováním modelu C (nevyhnutelný důsledek změny sítě simulačního modelu a následného lehce odlišného šíření elmag. vlnění, který byl u dalších simulací odstraněn použitím sítě modelu C i u modelů A a B; Příloha č. 9, Graf P. 9.8). V konečném důsledku zde tak tedy můžeme toto porovnání modelů B a C s výhodou využít spíše pro prezentaci vlivu rozdílů jejich vygenerovaných sítí na dosažené výsledky simulací.¹⁰⁵

Nyní přejdeme k popisu a analýze samotné kabeláže v prostředí [20], [149], [184].

Jak už bylo řečeno v předešlých částech této práce, CRIPTE je ve své podstatě velmi účinný výpočetní program, který dokáže počítat odezvy i velmi komplexních přenosových vedení. K tomu, abychom s jeho pomocí dosáhli co nejlepší korespondence výsledků simulací s reálnými měřeními, potřebujeme, aby naše analyzovaná kabeláž odpovídala co nejvíce své reálné předloze. To je možné pouze v tom případě, kdy co nejpřesněji popíšeme buzení kabeláže ("*sources*"; buzení je v našem případě prakticky závislé pouze na zjištěném elektromagnetickém poli v okolí kabelu mezi konektory CON1 a CON2), přenosové parametry jejích dílčích topologických úseků ("*tubes*") a její spojovací uzly ("*junctions*"; zejména pak ty uzly, co popisují zatěžovací impedance na jejích koncích).

Budící zdroje jsou v tomto případě automaticky vytvořeny prostřednictvím zabudovaného rozhraní mezi PAM-CEM a CRIPTE, který transformuje 3D řešičem zjištěné em. pole v okolí kabeláže do podoby budících zdrojů, vhodně umístěných po definované trase kabeláže, která prochází definovanou výpočetní oblastí (oblast s přímou vazbou). V případě definice přenosových parametrů odvozených pro dílčí úseky vedení, podél nichž se příčná geometrie nebo materiálové parametry přenosového vedení nijak zásadně nemění, je situace obdobná. Tyto vlastnosti, v podobě RLCG parametrů, zde mohou být získány buďto pomocí modulů LAPLACE (manuálně i automaticky) nebo ALEACAB (manuálně). [44]

Jakmile máme tyto podklady k dispozici, zbývá již jenom vhodně popsat ty části analyzovaného kabelového systému, které přímým účinkům elektromagnetického pole vystaveny nejsou (oblasti s nepřímou vazbou). V tomto případě to znamená vhodně popsat vliv koaxiální průchodky na konektoru CON1 (Obr. 3.19, Obr. 3.20). Její charakteristické přenosové vlastnosti zde byly jednoduše zjištěny pomocí modulu LAPLACE, který je vypočetl z geometrických rozměrů charakteristických kontur průchodky a jejího okolí v řezech 1 a 2 (viz Obr. 3.19).¹⁰⁶

¹⁰⁴ Začlenění ztrát do simulačního modelu je často velmi výhodné. Při analýzách bezeztrátových, rezonančních prostředí často narazíme na mnohé problémy s extrémními a často nereálnými hodnotami polí na rezonančních kmitočtech. Vlivem zavedení těchto ztrát do modelu je možné toto chování částečně potlačit, společně s urychlením konvergence samotného výpočtu [148].

¹⁰⁵ Od obdobných problémů můžeme být uchráněni například různými variantami síťovacích automatů, které nám dokážou pomoci zajistit velmi vysokou kvalitu a přesnost jak samotné vygenerované sítě, tak i samotného výpočtu, jenž může být za určitých okolností na její kvalitě silně závislý. Obdobné funkce má již delší dobu například CST MWS. Bohužel, v případě programu PAM-CEM nabyla obdobná vylepšení v použité verzi k dispozici, díky čemuž došlo k těmto mírným odchylkám ve frekvenčním chování takto dosažených výsledků.

¹⁰⁶ LAPLACE modul sloužící k výpočtu R, L, C, G parametrů přenosového vedení z definované roviny řezu. [149]

Tab. 3.6 Parametry definující charakteristickou impedanční matici v řezech 1 a 2 (uplatnění dílčích modelů v definovaných řezech je vyznačeno zeleně)

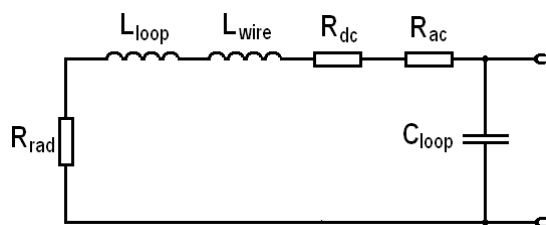
Výsledné schematické znázornění topologie navržené kabeláže v CRIPTE pro modely A, B a C je možné vidět na obrázcích v Obr. 3.20. V případě modelu A je sledovaný kabel rozdělen na 13 úseků mezi konektory CON1 a CON2, zatímco pro modely B a C je rozdělen na 24 úseků. Důvodem zvětšení počtu úseků je zde začlenění vlivu dielektrických podložek do analyzované přenosové cesty (viz Obr. 3.21)¹⁰⁸. Tímto máme kompletně popsané vlastnosti přenosových tras analyzované kabeláže.[149].

¹⁰⁸ V případě modelu B a C je nutné rozdělit kabel na větší počet úseků, abychom mohli zohlednit vliv dielektrických podložek (viz Obr. 3.21).

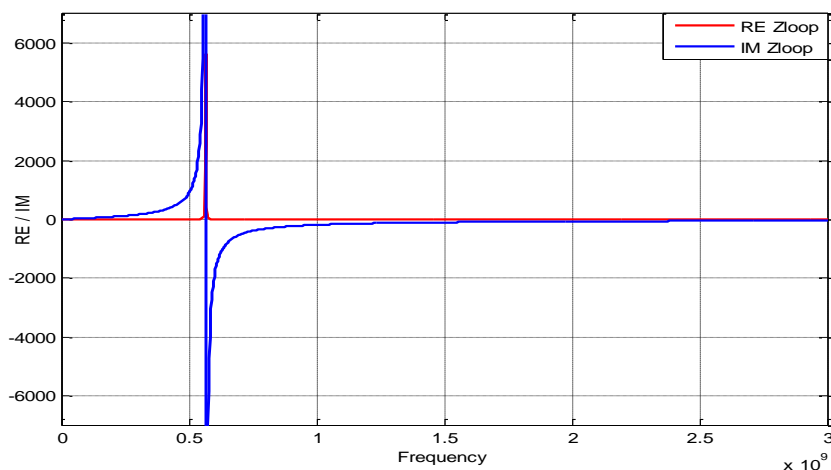
pro měření napěťové odezvy na CON3, nebyla k dispozici původní měřicí sonda HP10071A [145]).¹⁰⁹

Největší problém v tomto případě představuje korektní popis impedance zakončení průchodky pro proudovou sondu CT-1. Tato sonda měřila proud protékající jádrem koaxiálu průchodky do jejího stínění, které bylo na konektoru CON1 spojeno s kovovou konstrukcí modelu. Pro správnou detekci tohoto proudu ovšem bylo nutné zajistit, aby jádro vodiče procházelo středem této sondy a obtáčelo se kolem jejího těla (viz Obr. 3.16 vpravo). Díky tomu tak vznikla na konci koaxiální průchodky malá vodičá "smyčka", která ale, s ohledem na proměřované kmitočty, může svádět k nahrazení ideálním "zkratem" mezi jejím jádrem a stíněním (verze CSC - Core to Shield Connection; pozice CON3; viz porovnání na Graf 3.31).

Náhradní analytické schéma popisující základní parametry charakterizující tuto smyčku je znázorněno na obrázku Obr. 3.22. Vztahy a zevrubný popis dílčích příspěvků v něm uvedených parametrů R , L , C je možné například prostudovat v [150]. Impedanční chování takovéto smyčky je uvedeno v Graf 3.28 (Z_{LOOP}). Impedance celé koaxiální průchodky, která je zakončená touto analyticky získanou impedancí, je zde pak prezentována v grafu Graf 3.29 (Z_{probe}), společně se změřenou impedancí reálné průchodky (Z_{Vyskov}).

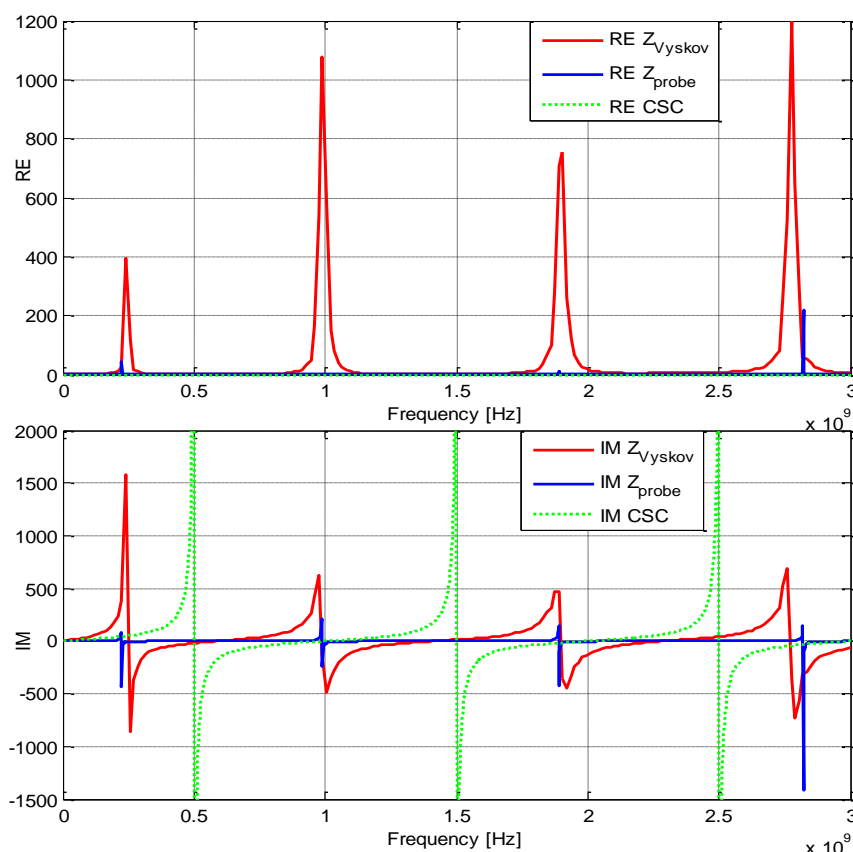


Obr. 3.22 Náhradní schéma smyčkové antény



Graf 3.28 Impedance smyčky na konci koaxiální průchodky (výpočet)

¹⁰⁹ Díky tomu jsme byli nuceni charakterizovat zatížení koaxiální průchodky v místě CON3 pouze skrze ideální zakončení naprázdno (Z_{open}), změřenou koaxiální průchodkou zakončenou naprázdno (Z'_{Vyskov}), a výrobcem definovanou zátěží s odporem $10\text{M}\Omega$ a kapacitou 15pF sériově [145] ($Z_{10Mohm15pF}$; viz Obr. 3.16 vlevo, Graf 3.32).



Graf 3.29 Porovnání změřené impedance koaxiální průchodky Z_{vyskov} s odhadem jejího teoretického chování (CSC: průchodka zakončená "zkratem"; Z_{probe} : průchodka zakončená impedancí Z_{loop})

Jak je z průběhů změřené a analyticky vypočtené impedance koaxiální průchodky vůči konektoru CON1 vidět, zejména z jejich rezonančního chování, byl odhadovaný vliv zakončení koaxiální průchodky v zapojení pro měření proudové odezvy popsán v rámci možností relativně dobře (viz Graf 3.29). Rozdíly v naměřených a vypočtených průbězích a úrovních impedancí jsou zde způsobeny zejména nedokonalým odhadem reálných ztrát průchodky a idealizací samotného koaxiálního vedení při výpočtu jeho impedančních poměrů na konektoru CON1. Pokud porovnáme výše zmíněné průběhy s chováním koaxiální průchodky ideálně zakončené zkratem (CSC), zjistíme, že se její chování podstatně liší od reálně změřené průchodky. Z toho můžeme usoudit i na jejich potenciálně výrazný vliv na případné rozdíly v dosažených výsledcích při analýze poměrů proudů a napětí na simulované kabeláži.

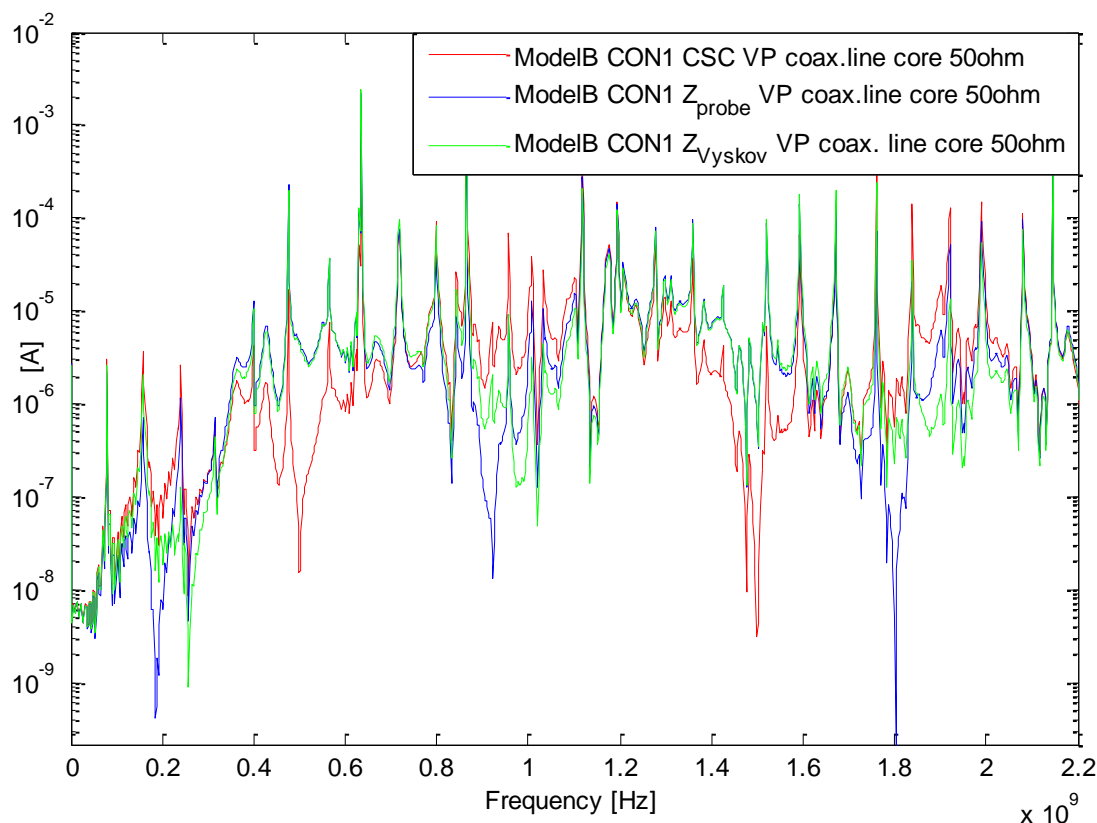
To, že tyto rozdíly mezi ideálním zkratem na konci průchodky (CON3) a impedancí charakterizující zakončovací smyčku mohou být opravdu velmi výrazné, lze pozorovat například z průběhů uvedených v grafu Graf 3.31 nebo v příloze Příloha č. 10, Graf P. 10.1. Z jejich porovnání můžeme jasně vidět, že obdobnými zjednodušeními zakončovací zátěže můžeme lehce zapříčinit i rozdíly, které mohou bez větších problémů dosáhnout až několika desítek dB (v uvedených případech se dokonce v některých oblastech blíží až 50dB).

Vliv odlišných impedančních chování výše zmíněných alternativ popisu koaxiální průchodky je možné velmi dobře pozorovat na výsledcích simulací, prezentovaných na grafu Graf 3.30. Z těchto průběhů můžeme zřetelně vidět, že nejvíce podobné chování proudů zde vykazují varianty, kdy je analyzovaný koaxiální kabel zatížen v místě konektoru CON1 buďto změřenou (Z_{vyskov}), nebo analyticky získanou (Z_{probe}) impedancí koaxiální průchodky. Rozdíly mezi průběhy jejich proudů jsou výrazněji patrné pouze v oblastech paralelních rezonancí

průchodky (cca. 200MHz; 950MHz; 1,8GHz). Toto chování je ovšem zcela logické, jelikož se jejich impedanční charaktery v těchto oblastech od sebe liší nejvíce (viz Graf 3.29).

Naopak, v případě zatížení konce průchodky ideálním zkratem (CSC), můžeme vidět značné rozdíly oproti předchozím dvěma průběhům v okolí jejich sériových rezonancí průchodky (cca. 500MHz; 1,5GHz)¹¹⁰, kde je impedanční přizpůsobení variant Z_{Vyskov} a Z_{probe} vůči analyzovanému koaxiálnímu kabelu lepší, než v případě koncové zátěže CSC (což v těchto oblastech jasně dokazují i zřetelně nižší úrovně proudů pro případ CSC).¹¹¹

V případě porovnání vlivu zatěžovacích impedancí na simulační modely pro zjištění napětí na CON1 je situace obdobná (viz Graf 3.32). Relevantní rozhodnutí o tom, která z předložených variant je reálnému chování průchodky nejbližší, je zde ovšem poněkud složitější, jelikož všechny uvedené varianty v sobě obsahují určitou míru idealizace zátěže průchodky v místě CON3 (Z'_{Vyskov} a Z_{open} jsou naprázdno, $Z_{10Mohm15pF}$ nahrazuje skutečné zatížení průchodky použitou sondou HP10071A v daném rozsahu pouze orientačně, kombinací reálného odporu 10M Ω a kapacity 15pF sériově). Jedinou smysluplnou referencí zde tedy zůstává až jejich porovnání se samotným měřením (viz Graf 3.39). Ze zhodnocení jejich korespondence se změřenou realitou pomocí metody FSV poté vycházejí nejlépe varianty Z'_{Vyskov} a $Z_{10Mohm15pF}$ (viz Graf P. 10.3).¹¹²

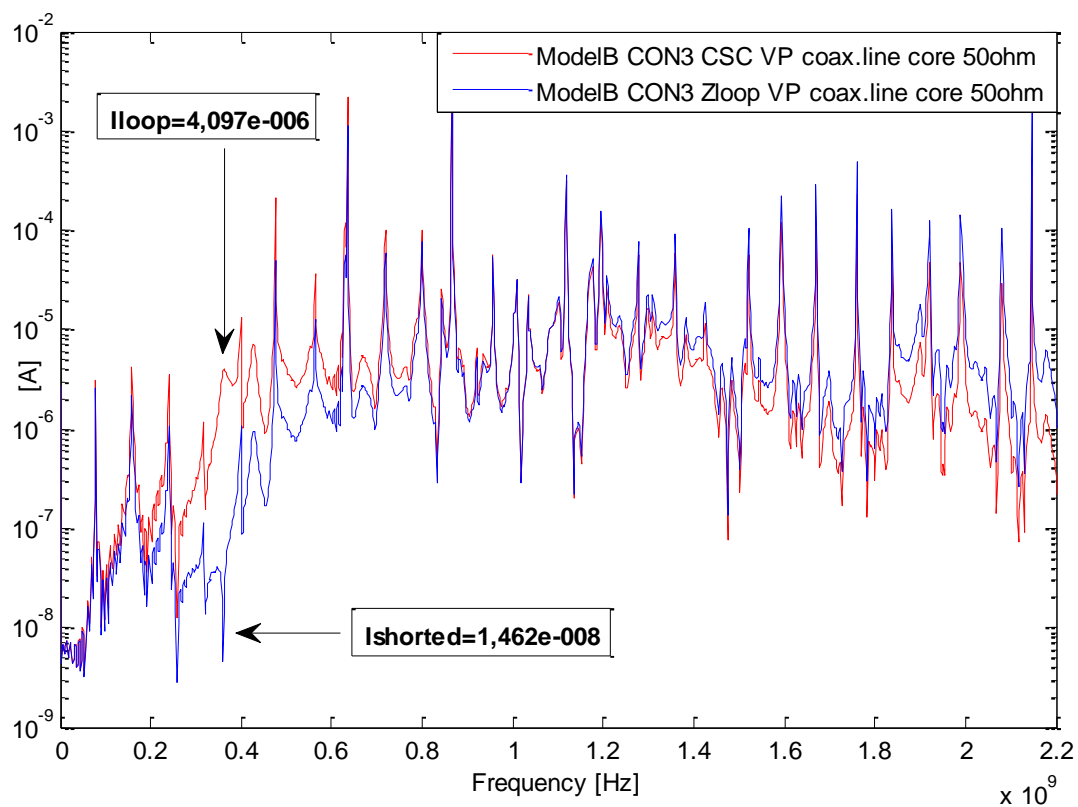


Graf 3.30 Porovnání vlivu impedančního chování průchodky na proud jádrem koaxiálního kabelu v pozici CON1 (CON3 "zkrat"; CON3 Z_{Loop} ; změřená průchodka)

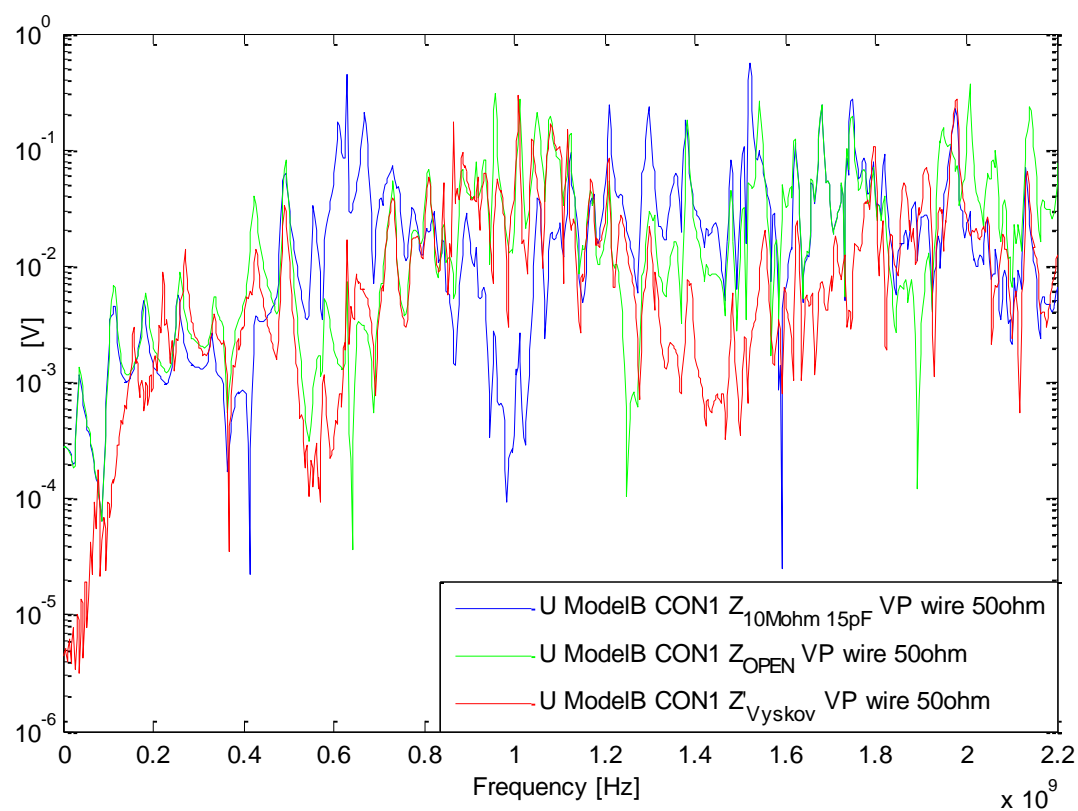
¹¹⁰ Kde je také patrná paralelní rezonance u průchodky zakončené zkratem, viz Graf 3.29.

¹¹¹ Ten samý důvod, ovšem v převrácené podobě, poté můžeme hledat za vyššími úrovněmi proudů varianty GND v okolí 200MHz, 950MHz a 1,8GHz. Zde mají totiž varianty Z_{Vyskov} a Z_{probe} díky svým paralelním rezonancím horší přizpůsobení vůči koaxiálnímu kabelu než je tomu v případě zkratované průchodky (CSC).

¹¹² Je ovšem dobré zdůraznit, že varianta $Z_{10Mohm15pF}$ daleko lépe podchytila rezonanční charakter chování průchodky než je tomu u variant Z'_{Vyskov} a Z_{open} (viz Graf 3.39). To platí zejména v okolí 1GHz, kde mají průchodky zakončené naprázdno svou paralelní rezonanci.



Graf 3.31 Porovnání průběhů proudů na CON3 modelu B při zakončení ideálním zkratem (CSC) a při zakončení vypočtenou impedancí (Z_{Loop}) z grafu Graf 3.28.

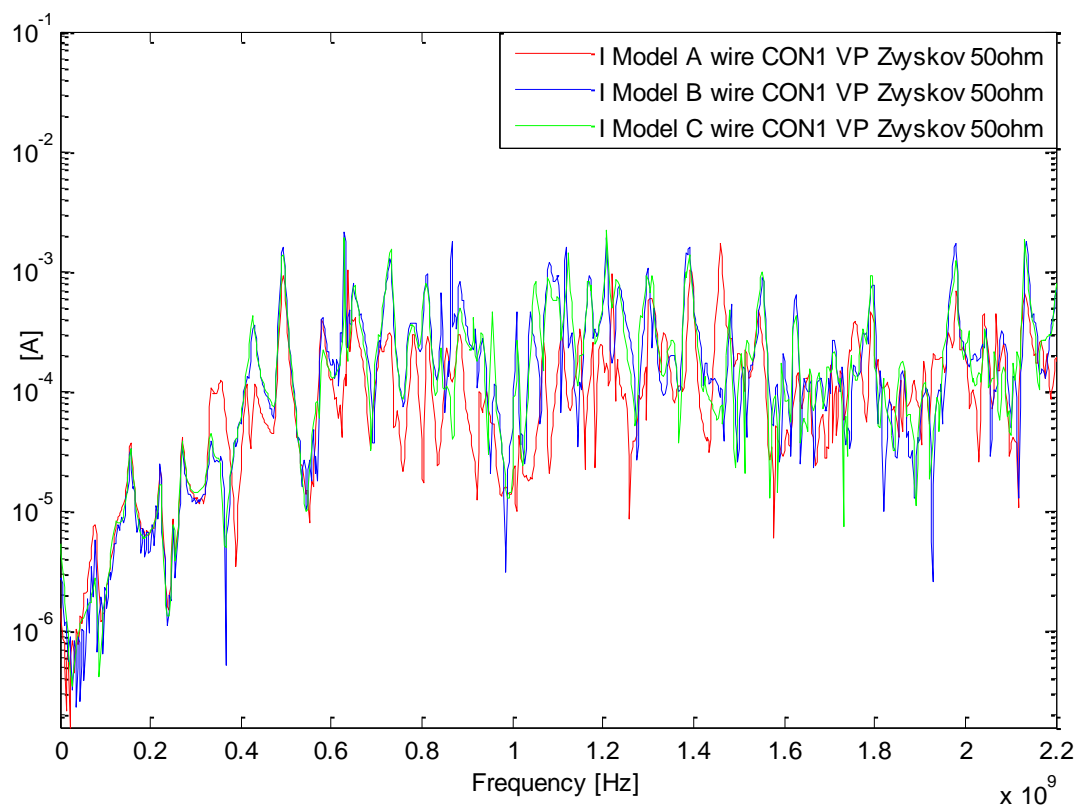


Graf 3.32 Porovnání vlivu impedančního chování průchodky na napětí mezi drátem a ref. zemí v pozici CON1 (CON3 10M Ω 15pF; CON3 OPEN; změřená průchodka)

Z výše diskutovaných výsledků tedy jasně vyplývá oprávněnost úvodního tvrzení o silném dopadu těchto konstrukčních prvků modelu kabeláže na realističnost jejího chování a můžeme si nyní i velmi dobře představit, jak velkých rozdílů jsme díky nim schopni dosáhnout.

Poslední z uvedených grafů, Graf 3.33, zde slouží pro prezentaci celkových dosažených rozdílů v chování sledovaných elektrických veličin analyzované kabeláže mezi vytvořenými modely A, B a C. Z tohoto porovnání je možné zřetelně vidět, že největších rozdílů v chování těchto proudů v bodě CON1 bylo dosaženo modelem A, u něhož do simulačního modelu nebyly zahrnuty dielektrické podložky. Na druhé straně, průběhy modelů B a C, se od sebe prakticky vůbec neliší (sedí relativně dobře jak po stránce amplitudové, tak frekvenční).¹¹³

Z tohoto porovnání můžeme tedy vyvodit domněnku, že v případě, kdy nedojde úpravami modelu k silnému ovlivnění elektromagnetického pole v okolí kabeláže, je vazba mezi modelem kabeláže a okolní strukturou modelu výrazněji závislá pouze na těch konstrukčních prvcích, které mohou ovlivnit elektrickou vazbu mezi vnější topologickou vrstvou kabeláže a jejím nejbližším okolím (tzn. ty prvky, jež mají například přímý vliv na přenosové parametry, které popisují vazbu mezi vnějším stíněním kabelového svazku a okolní "zemnicí" kovovou konstrukcí 3D modelu).¹¹⁴

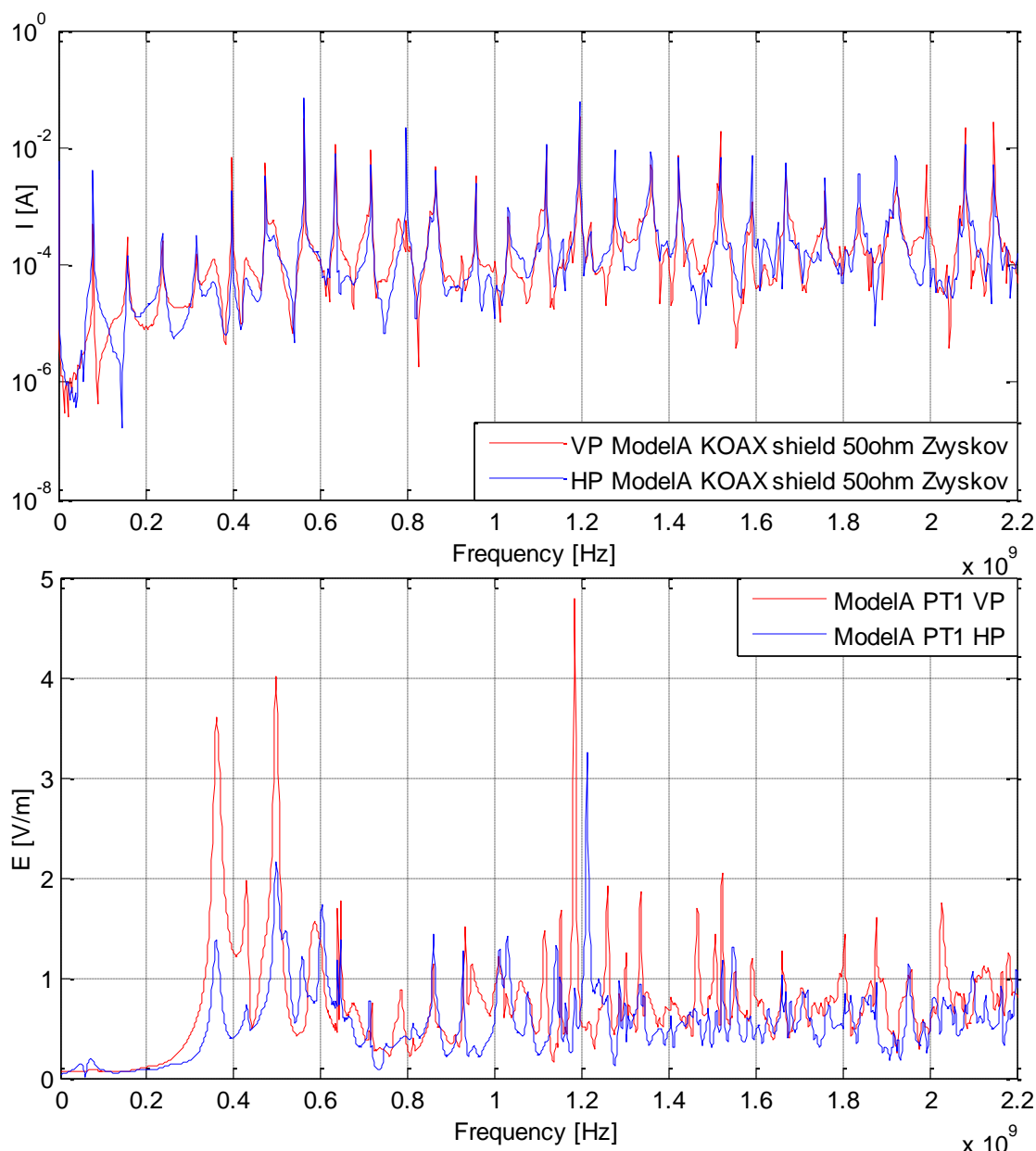


Graf 3.33 Porovnání rozložení proudů na konektoru CON1 mezi modely A, B a C (zjištění míry vlivu stínícího boxu a dielektrických podložek)

¹¹³ Minimální rozdíly mezi B a C jsou logické. Jak již bylo řečeno dříve, vliv stínícího boxu na rozložení elektromagnetického pole uvnitř modelu je zde relativně slabý.

¹¹⁴ Toto tvrzení podporuje i fakt, že vnitřní elektromagnetické pole uvnitř trupu letounu se u analyzovaných modelů začalo znatelněji rozcházet až zhruba od 600 MHz. Oproti tomu z porovnání dosažených odezev proudů na CON1 můžeme velmi dobře vidět rozdíly již od 330 MHz.

Je také možné vidět, že tyto prvky mohou mít relativně silný vliv i v případech, kdy se jedná i o pouhé objekty z nízkopermitivního dielektrika, které se ve větší míře vyskytují v okolí trasy analyzovaného kabelu (jako například zde použité polystyrenové dielektrické podložky)



Graf 3.34 Porovnání proudů na stínění koaxiálního kabelu u Modelu A v závislosti chování vnitřního elektromagnetického pole ovlivněného polarizací dopadající rovinné vlny (Vpol vs. Hpol)

Jaký vliv můžeme od externího pole na tyto modely očekávat, je poté možné částečně vyvodit z průběhů proudů prezentovaných v grafu Graf 3.34. Jak lze vidět, vliv externího pole zde především spočívá v zesílení či zeslabení vlastní schopnosti kabeláže na daných kmitočtech rezonovat. Což je logické, vzhledem k tomu že tyto vlastnosti jsou přirozeně definovány charakterem samotné topologie kabeláže a jejím umístnění v okolním prostředí konstrukce modelu a ne až tak jeho buzením.¹¹⁵ Další případy prezentující tento vliv externího pole na kabeláž je možné vidět v příloze Příloha č. 10.

¹¹⁵ Rezonanční vlastnosti kabeláže tedy můžeme přirovnat k chování jakýchkoliv jiných typově odlišných rezonátorů (vlnovody, dutinové rezonátory, apod.).

Vlivem menších odchylek v buzení externím elektromagnetickým polem uvnitř kovové dutiny (cca. 5-10dB), můžeme tedy dosáhnout největších rozdílů na sledovaných úrovních U a I zejména v místech rezonancí kabeláže, a ani zde často nemusíme počítat s extrémně silnými úroňovými rozdíly.

Pokud tedy chceme co nejvíce minimalizovat problémy spojené s úvahami nad dostatečnou mírou shody mezi vytvořeným simulačním modelem s kabeláží a jeho reálnou předlohou, je dobré při jeho tvorbě zvážit následující doporučení:

- Pokud budeme chtít u simulačního modelu analyzovat i poměry na vybraných částech jeho kabeláže, a to ať už přímo nebo dodatečně (viz případ CRIPTE), je v takovýchto případech nutné dostatečně přesně zohlednit i její blízké okolí. Důvodem zde není ani tak co nejpřesnější odhad rozložení elektromagnetického pole v bezprostředním okolí kabeláže, jakožto přímého aktéra jejího buzení, ale spíše co nejpřesnější popis její elektrické vazby s okolním prostředím uvažovaného modelu, v němž je usazena. [183]¹¹⁶
- Vždy je nutné si pořádně promyslet, z jakých dílčích topologických prvků se analyzovaná kabeláž skutečně skládá a uvědomit si, ve kterém konkrétním místě a na jakém vodiči kabeláže je nutné kýžené veličiny opravdu sledovat (viz diskutovaná problematika skutečného a původně zamýšleného požadovaného místa měření - viz CON1, CON3, Obr. 3.19, Obr. 3.16, 3.2.2)
- Je dobré si také uvědomit, že při chybném odhadu nebo zbytečně velkém zjednodušení vlivu dílčích prvků reálné topologie na procesy popisující chování elektrických veličin na kabeláži, můžeme v určitých oblastech sledovaného frekvenčního pásma běžně dostat i odchylku větší než 20 dB (viz Graf 3.30; Graf 3.31; Graf 3.32; Graf 3.33).¹¹⁷ Z tohoto důvodu je nutné také velmi obezřetně zvažovat možnosti a způsoby začlenění každého prvku reálného modelu do jeho simulačního protějšku.
- Pokud je to v daném simulačním programu možné, je doporučeno používat při popisu modelu kabeláže reálná měření jejích dílčích částí. To se týká zejména popisu jejích koncových zátěží. Měření přenosových parametrů komplexních vedení bývají pro tyto účely často velmi problematická a časově náročná. Tím pádem se u nich obdobná měření vyplatí až v případech, kde existují odůvodněné obavy, že jejich běžný popis analytickými, či numerickými metodami není dostatečně přesný, abychom dosáhli věrohodného výsledku.¹¹⁸
- V případě buzení kabeláže si je nutné dávat pozor na úplný a hlavně vhodný popis cest, kterými je excitována. Z tohoto pohledu se je nutné vždy minimálně zamyslet nad principiálními možnostmi buzení úlohy skrze vnější elektromagnetické pole, možné vnitřní zdroje a přeslechy ze sousedních kabelových svazků. Z pohledu jejich popisu v rámci dané simulační úlohy se zase musíme zamyslet nad jejich co možná nejpřesnější charakterizací pro danou situaci.¹¹⁹

¹¹⁶ V tomto bodě je samozřejmě vhodné brát v potaz zejména ty konstrukční prvky, u kterých se pro daný analyzovaný frekvenční rozsah dá předpokládat nějaký výraznější vliv a můžeme je v daném frekvenčním rozsahu dostatečně přesně popsat.

Z pohledu materiálového popisu dílčích částí uvažované kabeláže je poté vhodné z obdobných důvodů posoudit, zda nebude nutné do modelu začlenit i jejich frekvenčně závislé chování.

¹¹⁷ V podstatě jde spíše o co nepřesnější popis charakteru impedance v námi definovaném bodě analyzované topologie. Impedance poté - s ohledem na buzení - co nejrealističtěji definuje poměry U a I na kabeláži (resp. výkonové poměry na kabeláži).

¹¹⁸ Výhodou CRIPTE je to, že dokáže lehce složit matice přenosových parametrů (R, L, C, G) jakkoli složité struktury kabelů, a nehraje zde roli, zda jsou přenosové parametry dílčích elementárních kabelů ze kterých se celkový svazek skládá změřené nebo analyticky či numericky získané.

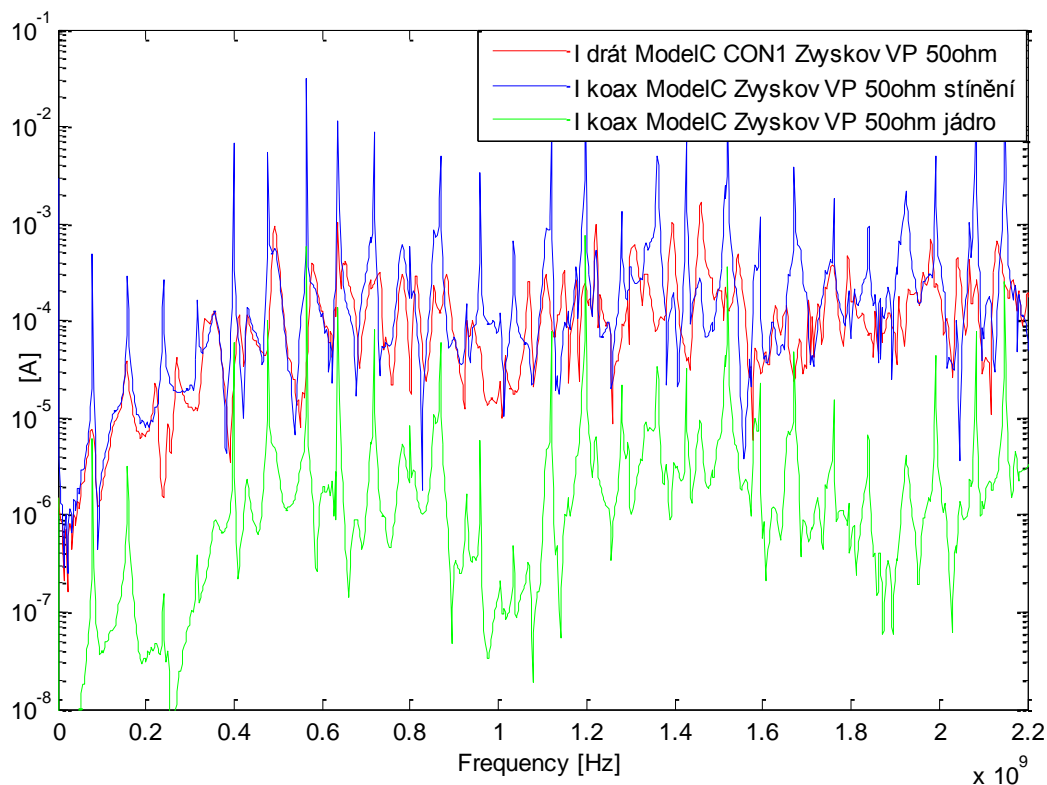
¹¹⁹ Nortonovy/Agrawalovy/Taylorovy zdroje; lokalizované/rozprostřené buzení; buzení zprostředkované skrze znalost E , nebo proudy tekoucími zjednodušeným modelem kabeláže, které zjistíme přímo 3D řešičem apod.

3.2.4 Analýza dosažených výsledků a jejich porovnání s výsledky měření

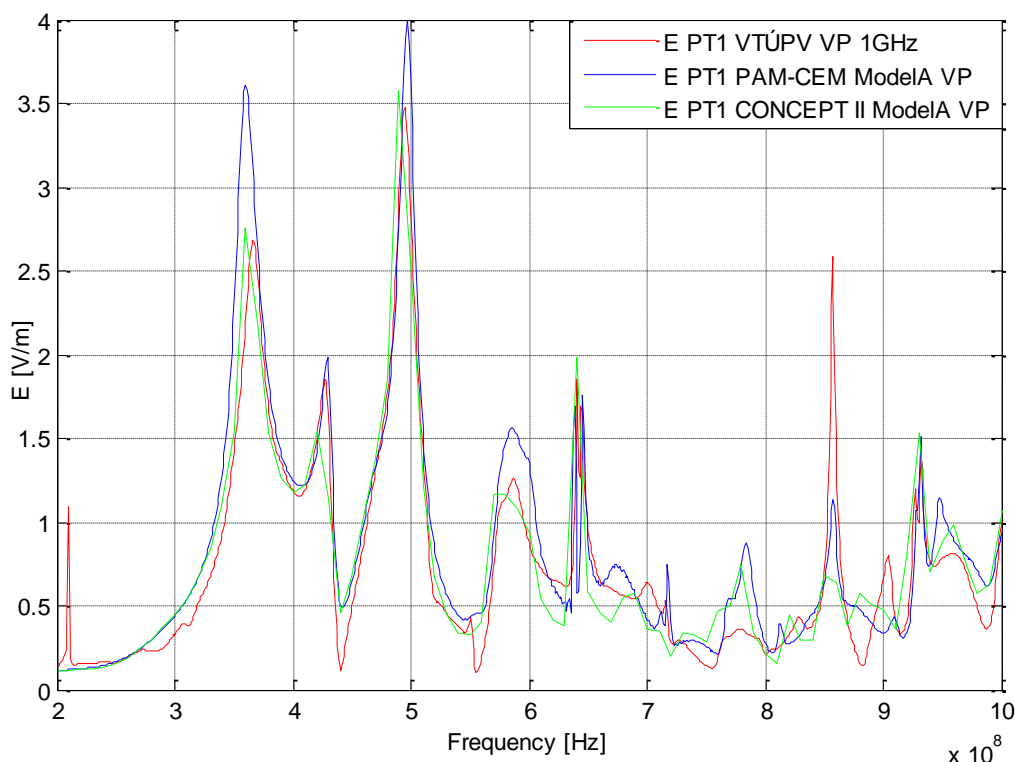
V předchozích částech této podkapitoly byla podrobně popsána konstrukce zjednodušeného referenčního modelu trupu letounu, způsob jeho měření, zpracování výsledků měření a tvorba jeho simulačních modelů, u nichž byla provedena i analýza vlivu některých důležitých konstrukčních prvků na chování sledovaných elektrických veličin jeho kabeláže. V této části se budeme zabývat analýzou a zhodnocením shody dosažených výsledků simulací s výsledky, reálných měření zjednodušeného referenčního modelu v semianechoické komoře VTÚPV ve Vyškově. Samotné porovnání bude provedeno ve dvou krocích. Nejprve zde zaměříme pozornost na porovnání shody chování elektromagnetického pole uvnitř dutiny modelu skrze chování intenzity elektrického pole v místě PT1 a poté ji přeneseme na zhodnocení samotných účinků tohoto pole na sledované kabeláži v místě CON1.

Ovšem dříve než zde začneme porovnávat výsledky simulací a měření, je vhodné si nejprve ověřit, zda se získané výsledky simulací vůbec chovají tak jak se od nich očekává. Ne vždy totiž můžeme mít pro ověření získaných výsledků k dispozici naměřené či analyticky získané hodnoty, proto v těchto případech často spočívá jediný další způsob jejich kontroly v posouzení správnosti vytvořených simulačních modelů a jejich výsledků z hlediska jejich obecně očekávaného chování, které by mělo být v souladu s logikou věci a se známými pravidly chování typově blízkých problémů.

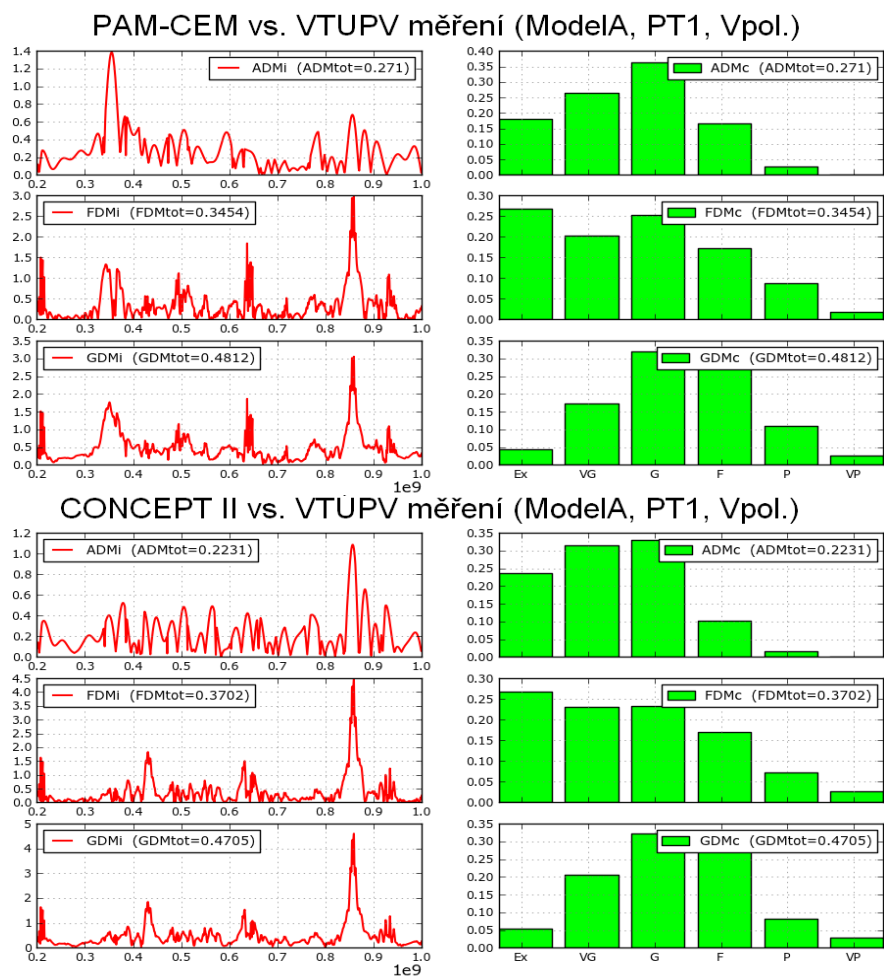
V našem případě můžeme takovéto chování velmi jednoduše ověřit na základě porovnání chování průběhů proudů tekoucích koaxiálním kabelem a drátovým vodičem (viz Graf 3.35). Jak je z těchto průběhů zřetelně vidět, proudy získané na jádře analyzovaného koaxiálu jsou úrovněově zhruba o 40dB níže než proudy na jeho stínění pro celý sledovaný frekvenční rozsah. Z tohoto, společně s prakticky stejnými úrovněmi proudů tekoucími po stínění koaxiálu a po obyčejném drátu, již můžeme s určitou mírou jistoty potvrdit správnou a realistickou funkci obou takto navržených modelů kabeláže v CRIPTE.



Graf 3.35 Porovnání proudů na konektoru CON1 modelu A pro analyzovaný drát a koaxiální kabel



Graf 3.36 Porovnání naměřených a simulovaných průběhů intenzit elektrického pole referenčního modelu



Graf 3.37 Porovnání výsledků dosažených simulacemi v PAMCEM a CONCEPT s měřením (E field, PT1, FSV)

Nyní přejdeme k porovnání změřených úrovní intenzit elektrického pole v místě PT1 s výsledky simulací, které byly zjištěny pomocí dvou zvolených simulačních prostředí (PAM-CEM, CONCEPT II), které se od sebe liší především odlišným způsobem výpočtu elektromagnetického pole (FDTD, MoM).¹²⁰

Jak můžeme z porovnání výsledků prezentovaných na grafech Graf 3.36, Graf 3.37 a Příloha č. 9, Graf P. 9.3, Graf P. 9.4 vidět, panuje mezi nimi velmi dobrá shoda prakticky v celém sledovaném rozsahu pro oba použité simulační programy (v žádném z případů nepřekročil rozdíl úrovní hranici 15dB).¹²¹ Tato shoda jasně naznačuje, že zjednodušení geometrie analyzovaného modelu, které byly popsány výše (viz kapitola Kap. 3.2.3), jsou korektní a jejich použití zde nezpůsobilo žádné výraznější odchylky v chování zkoumaného elektromagnetického pole od reality. Mimo to můžeme na základě výsledků těchto porovnání i přibližně nastínit možnou hranici, po kterou lze obdobné simulační modely považovat za relativně přesné, s ohledem na popsané podmínky a velikost analyzovaného modelu (Graf 3.36, Příloha č. 9, Graf P. 9.5, Graf P. 9.6). V případě že použijeme obdobnou diskretizaci sítě modelu (zde cca. 15 - 30 dílků na vlnovou délku), můžeme tak například u metod jako je FDTD počítat s relativně dobrou přesností pro modely s rozměry zhruba do několika desítek vlnových délek.

Pokud bychom tedy podobný odhad vztáhli na geometrii a rozměry reálného letounu, například na VUT100, mohla by se obdobná přesnost mezi měřeními a simulacemi pohybovat zhruba v řádu od několika stovek MHz až maximálně do jednotek GHz, v závislosti na použitém simulačním modelu a použité výpočetní metodě. Na vyšších kmitočtech by už bylo chování elektromagnetického pole dosaženého běžnými numerickými metodami pro obdobný charakter geometrie vnitřní dutiny modelu pravděpodobně příliš odlišné, než aby nám dokázalo poskytnout dostatečnou shodu s jejím reálným chováním.

Ve světle výše prezentované dobré shody reálného a simulovaného chování elektromagnetického pole uvnitř zkoumaného referenčního modelu, můžeme nyní zaměřit pozornost na zhodnocení shody chování samotné analyzované kabeláže, která je tímto polem vybudena (z úsporných důvodů zde budou prezentovány pouze některé jejích varianty). Porovnání změřených a simulovaných proudů a napětí zjištěných na drátu v místě CON1, který je zatížen v místě CON2 zátěží 50Ω , je možné vidět na níže uvedených grafech Graf 3.38 a Graf 3.39. Porovnání chování zjištěných proudů na koaxiálním vedení pro různé polarizace budící vlny a koncové zátěže (CON2 - 50Ω , OPEN) je pak prezentováno na grafech Graf 3.40 a Graf 3.41. Výsledky zhodnocení míry shody pomocí metody FSV lze poté

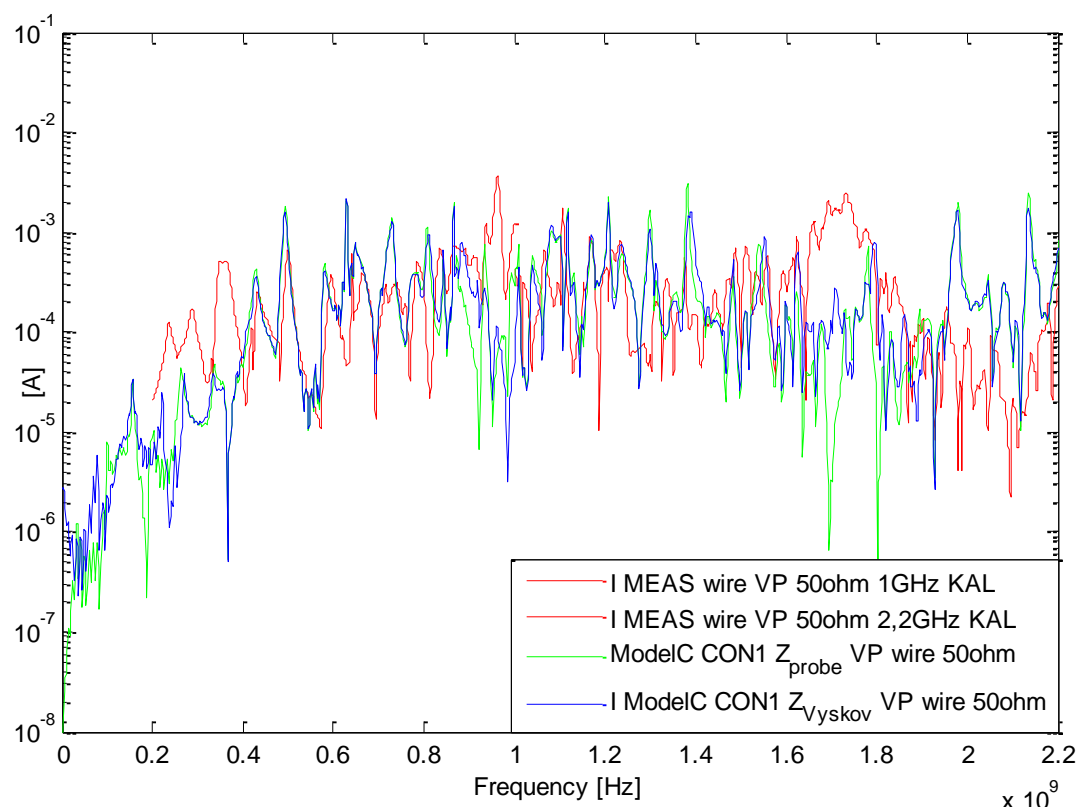
¹²⁰ Důvodem tak zevrubného porovnávání, mimo dosažení větší hodnověrnosti výsledků a potvrzení správnosti vytvořeného simulačního modelu a jeho nastavení, je zde i příležitost zhodnotit "přesnost" daných výpočetních metod mezi sebou.

Z tohoto důvodu byl také použit pro toto porovnání model A, který díky své jednoduchosti představoval nejvhodnější variantu analyzované reálné geometrie, která umožnila redukcí potenciálních odchylek mezi odlišným popisem modelu v těchto prostředích na minimum.

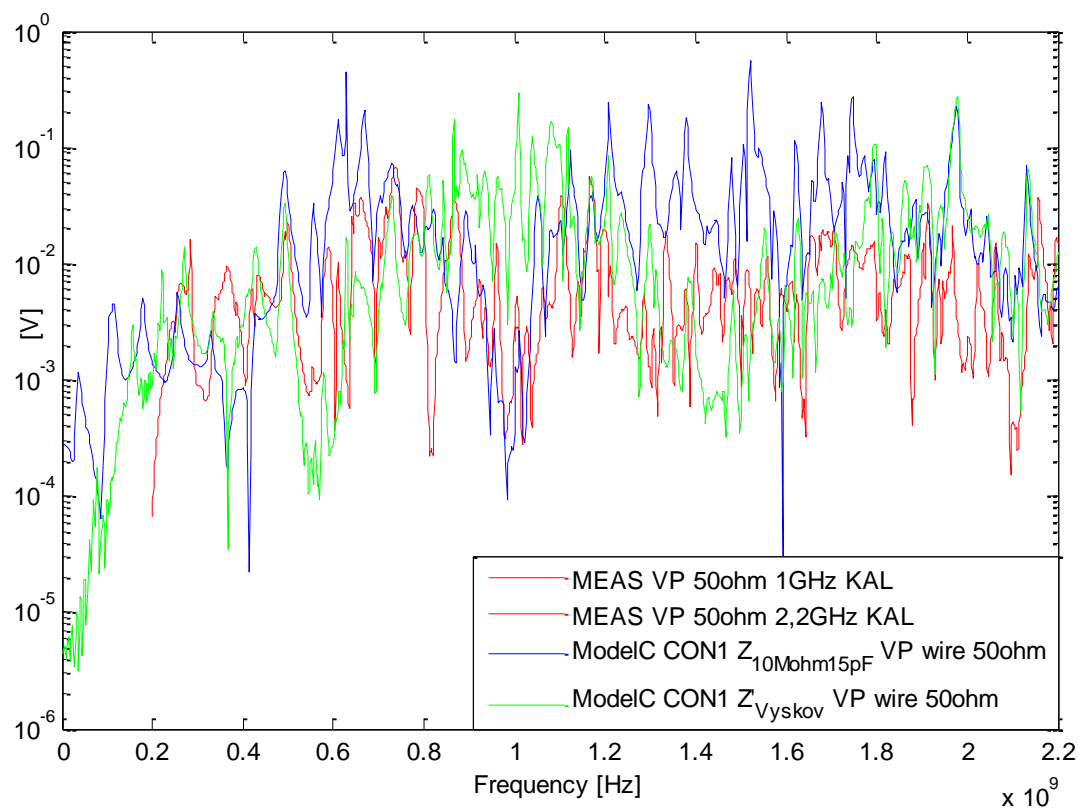
¹²¹ Ačkoliv se může z porovnání mezi měřeními a simulacemi zprvu zdát, že MoM metodou zde bylo dosaženo mírně lepšího úrovnového a mírně horšího frekvenčního popisu mnoha výrazných ostrých rezonancí (např. rezonance na 0,36 GHz, 0,43 GHz a 0,86 GHz), je tato skutečnost způsobena především příliš velkým frekvenčním krokem mezi kmitočty, na nichž bylo chování modelu v prostředí CONCEPT II analyzováno. Tím pádem je hodnocení úrovnové shody pro tento případ poněkud nadhodnoceno (viz Graf 3.37, ukazatel ADM pro případ CONCEPT II vs. VTÚPV měření).

Výraznější odchylky v případě horizontální polarizace mezi měřeními a simulacemi v rozmezí od 400 MHz do 700 MHz je zde možné hledat zejména v nedostatečně přesném určení referenčních úrovní zdroje buzení a způsobu následné normalizace změřených dat (viz (3.14); z průběhů reference v grafu Graf 3.24 je zřetelně vidět, že nejsilnějších rozdílů je dosaženo vždy v jejich lokálních maximech úrovní změřeného pole). Vzniká zde tak otázka, zda měření reference pole proběhlo v tomto případě zcela korektně (Pozn. V komoře VTÚPV byly během měření zaznamenány i občasné problémy se zesilovačem pro budící anténu).

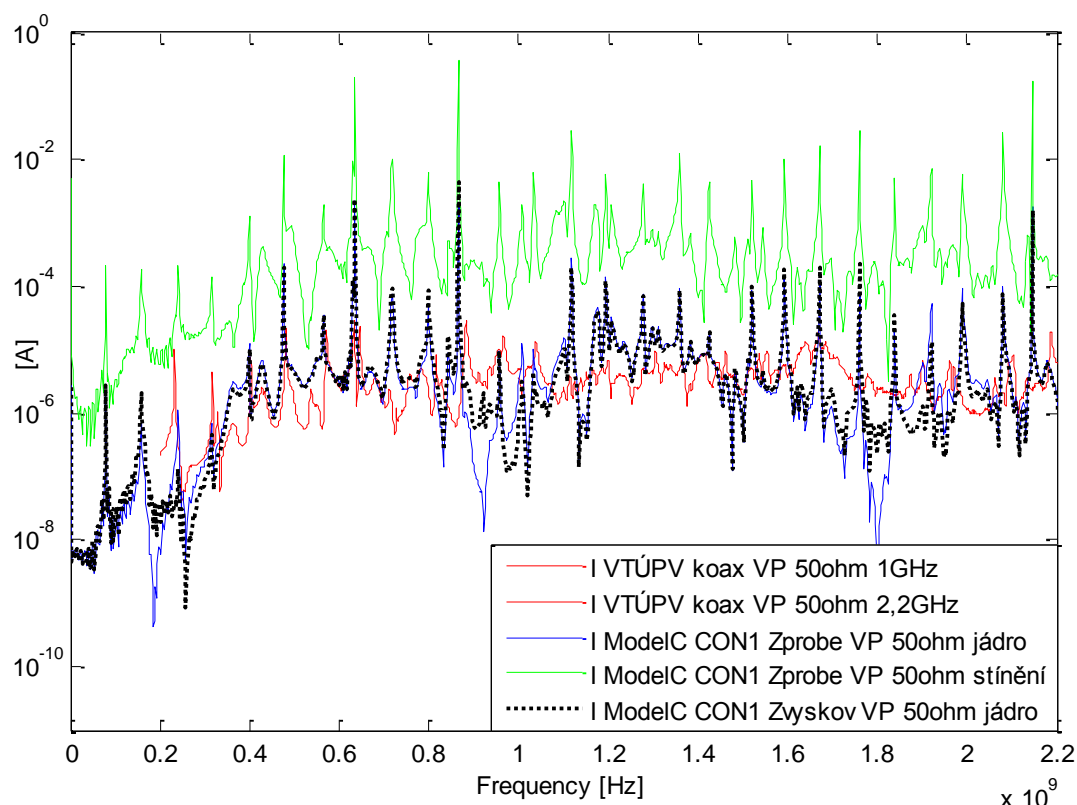
pro tyto grafy nalézt v příloze Příloha č. 11, Graf P. 11.2, Graf P. 11.3, Graf P. 11.4 a Graf P. 11.5.



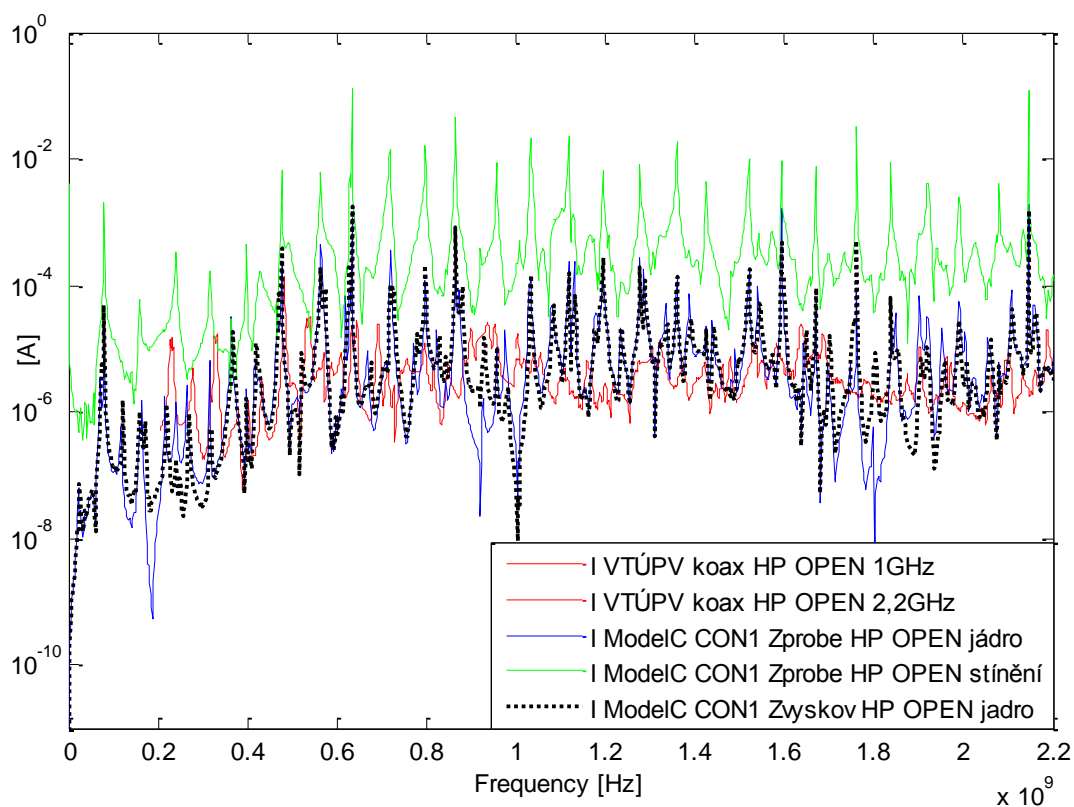
Graf 3.38 Porovnání změřených a simulovaných proudů na drátu v místě CON1 pro VP se zátěží 50Ω na CON2 (měření, Z_{probe} , Z_{Vyskov})



Graf 3.39 Porovnání změřených a simulovaných napětí mezi drátem a kostrou modelu v místě CON1 pro VP se zátěží 50Ω na CON2 (měření, $Z_{10Mohm15pF}$, Z'_{Vyskov})



Graf 3.40 Porovnání změřených a simulovaných proudů na koaxiálním vedení v místě CON1 pro VP se zátěží 50Ω na CON2 (měření, Z_{probe} , Z_{Vyskov})



Graf 3.41 Porovnání změřených a simulovaných proudů na koaxiálním vedení v místě CON1 pro HP se zátěží naprázdno na CON2 (měření, Z_{probe} , Z_{Vyskov})

Jako referenční model pro porovnání změřených a simulovaných proudů a napětí na vytvořené kabeláži byl zvolen na základě nejlepší shody výsledků model C (viz Graf P. 11.1).

Za nejlepší náhradu části analyzované kabeláže, která popisuje koaxiální průchodku ve variantě uzpůsobené k měření proudové odezvy a je připojena ke konektoru CON1, je na základě dosažených výsledků uvedených v grafu Graf 3.38 a v příloze Příloha č. 10, Graf P. 10.2 možné považovat variantu, kdy je tato průchodka popsána pomocí své změřené impedance - varianta Z_{Vyskov} . Tento fakt je vcelku logický, vezmeme-li v úvahu, že tato varianta nejlépe charakterizuje reálnou koaxiální průchodku, jež byla během měření použita. Ovšem, navzdory vynaloženému úsilí o její co nejpřesnější popis, zde stále můžeme vidět zřetelné rozdíly v úrovních zjištěných proudů v místech jejích paralelních rezonancí (cca. 20dB), kde stále nebylo dosaženo dostatečně přesného popisu jejího impedančního chování vůči zbylým částem kabeláže (viz Graf 3.29; rezonance v okolí 250 MHz, 1 GHz, 1,7 GHz).

Obdobné problémy spojené se správně zvolenou náhradou této průchodky je možné také pozorovat na výsledcích analýzy koaxiálního vedení, a to nezávisle jak na polarizaci buzení, tak i koncové zátěži kabeláže v místě CON2 (viz Graf 3.40, Graf 3.41, Příloha č. 11, Graf P. 11.4, Graf P. 11.5).

Viditelné rozdíly úrovní simulovaných a měřených proudů společně s mírnými rozdíly v pozicích jejich rezonancí je možné přičíst především větší míře nepřesností v popisu přenosové soustavy, definované pomocí p.u.l. parametrů (R,L,C,G), a to hned ze dvou důvodů. Prvním z nich je konstantní charakter těchto parametrů ve frekvenční oblasti¹²², a druhým je nezapočtení všech ztrátových vlastností dané přenosové soustavy (v tomto případě byly brány v úvahu pouze ztráty způsobené nedokonalou vodivostí vodičů dané přenosové soustavy - parametr R)¹²³.

V případě porovnání shody průběhů napětí mezi měřeními a simulačními modely uvedenými v grafu Graf 3.39 je jasné vidět, že ani jedna z variant není uspokojivě věrnou náhradou, která by dostatečně přesně popisovala koaxiální průchodku a její zátěž (sonda HP 10071A) použitou během skutečného měření, a to v celém sledovaném rozsahu kmitočtů.

Jak je z jejich porovnání vidět, varianta popisující průchodku jako otevřený úsek koaxiálního vedení charakterizovaný jeho změřenou impedancí (Z'_{Vyskov}) relativně dobře sedí s naměřenými hodnotami zejména v okolí 500 MHz a 1,5 GHz (sériové rezonance průchodky naprázdno), zatímco varianta popisující průchodku zakončenou zátěží charakterizující vliv měřicí sondy na jejím konci sériovým RC členem ($Z_{10Mohm15pF}$) se více blíží měření v okolí 1GHz (paralelní rezonance). Toto pozorování si je možné velmi dobře ověřit z průběhů aktuálních odchylek, zjištěných při jejich porovnání s měřeními pomocí metody FSV (parametry ADMi, FDMi, GDMi; viz Příloha č. 11, Graf P. 11.3)¹²⁴.

Z těchto poznatků je zřejmé, že všechny diskutované prvky kabeláže mají svůj charakteristický a ne vždy snadno definovatelný vliv na velikost a chování rozdílů mezi virtuální a skutečnou realitou. Jejich vliv je navíc často výrazný pouze v určitém, mnohdy i periodicky se opakujícím, frekvenčním rozsahu (můžeme o nich dokonce říci, že mají svou vlastní dynamiku vlivu na chování analyzovaného systému), což výrazně ztěžuje nalezení jejich správné aproximace.

¹²² Použitý modul, který pro extrakci těchto parametrů prostředí PAM-CEM - CRIPTE v dané době používalo, bohužel nebyl uzpůsoben pro jejich popis s ohledem na jejich možnou proměnlivost v závislosti na analyzovaném rozsahu frekvencí (změny permitivity použitých dielektrik, změny v charakteru ztrát, apod.).

¹²³ Ztrátové vlastnosti vnitřního dielektrika koaxiálního kabelu reprezentované parametrem G, nebylo možné v prostředí CRIPTE při výpočtu zohlednit a proto zde byly defaultně brány jako nulové.

¹²⁴ Parametry ADMi a FDMi zde představují reprezentaci aktuální odchylky amplitudy a charakteristického chování porovnávaných průběhů. Parametr GDMi poté reprezentuje aktuální celkovou odchylku zjištěnou z tohoto porovnání.

Na základě zde uvedených skutečností je tedy vhodné prvky, které zvyšují neurčitost chování modelu systému kabeláže, pokud možno co nejpřesněji popsat, nebo je v některých případech dokonce i zcela odstranit, pokud je splněn předpoklad, že daný prvek není kritickým elementem zkoumaného systému. To vede ke snížení počtu neznámých či nedostatečně přesně popsaných proměnných v analyzovaném systému a v konečném důsledku i ke zlepšení shody mezi změřeným chováním soustavy a její simulací.

Dílčí zjištěné rozdíly mezi reálným měřením a simulacemi je ale možné zčásti přičíst i na vrub faktorům, které nebylo možné v dané situaci nijak významněji ovlivnit. Ty pak spadají do skupiny základních neurčitostí, se kterými je nutné při obdobných analýzách v použitém simulačním prostředí vždy počítat. Často se jedná o činitele vzešlé z následujících faktů:

- Elektrické parametry reprezentující charakter kabeláže v simulačních modelech jsou v mnoha případech vyjádřeny skrze základní analytické vztahy, které jsou často založeny na pouhé zjednodušené reprezentaci mnohem komplexnější reality (např. analytické vztahy založené na zjednodušené geometrické reprezentaci daného problému používané pro vyjádření C a L). Tato zjednodušení pak v rámci uvažovaného modelu nemusí být za určitých okolností natolik přesná, abychom s jejich pomocí mohli dostatečně realisticky popsat analyzovanou kabeláž v zadaném frekvenčním rozsahu. To pak přirozeně vede i k nepřesné simulaci chování modelu kabeláže vůči jejímu reálnému protějšku.
- CRIPTE samo o sobě nepočítá se ztrátami, které vznikly vyzařováním elektromagnetického pole ven z kabeláže (asymetrické proudy).¹²⁵ Tento vliv je poté možné sledovat například v podobě poklesu měřených úrovní proudů vůči jejich předpovídaným úrovním na vysokých kmitočtech.¹²⁶
- Pravděpodobně asi nejvíce ovšem k rozdílům mezi měřeními a simulacemi přispívá fakt, že stávající běžně používaná řešení od sebe striktně oddělují řešení 3D úlohy (zejména při výpočtu rozložení em. pole v časové oblasti) a TLN úlohy (výpočet odezvy na kabeláži nebo výpočet vyzařování z kabeláže).¹²⁷ Toto rozdělení poté může způsobit značné rozdíly jak v rozložení sledovaného elektromagnetického pole, tak i ve zjištěných poměrech elektrických veličin na samotné kabeláži.

¹²⁵ Ty jsou počítány dodatečně až pro úlohy spojené s vyzařováním z kabeláže.

¹²⁶ Zde se tak energie vyzářená z kabeláže bezesbytku ztrácí a zpětně ji neovlivňuje skrze její vazbu s okolím.

¹²⁷ V případě, že je ve "vzdáleném" okolí kabeláže dobře vodivá kovová plocha, od níž se může takto vyzářené pole vrátit zpět, může zde nastat i opačný efekt: V určitých specifických frekvenčních oblastech a pozicích podél trasy kabelu, může být reálná kabeláž buzena daleko silněji, než je původní předpoklad. Vzniká zde tak určitá vazba mezi okolní "vzdálenější" geometrií modelu a systémem kabeláže, kterou je možné často řešit pouze postupnou iterací mezi simulacemi popisujícími rozložení elmag. pole v 3D prostoru a odezvou na kabeláži. Jednou z možností, jak vliv obdobné vazby kabeláže s geometrií 3D modelu více přiblížit realitě, může pak být reprezentace uvažovaného kabelu v 3D modelu skrze jeho zjednodušenou verzi, v podobě jednoduchých drátových vodičů, které jsou umístěny podél uvažované trasy kabelu v úvodní 3D úloze. Buzení pro výpočet TLN úlohy pak dostaneme pomocí zjištěného rozložení proudů, které se na této zjednodušené verzi kabeláže naindukují (mimo jiné tak dostaneme v případě komplexnějších kabelových systémů i relativně dobře popsanou vazbu mezi dílčími oddělenými kabelovými svazky, jejichž trasy se v některých lokalitách částečně potkávají). Jedná se tak o nejpřesnější možnou aproximaci. Dalším stupněm by zde pak už byla přímá interakce em. pole a kabeláže během každého výpočetního cyklu řešené úlohy.

3.3 Shrnutí kapitoly

V této kapitole byla řešena problematika spojená s posouzením současných možností využití virtuálních analýz při vývoji malých civilních letadel, a to z hlediska porovnání jejich výstupů s výsledky základních, běžně prováděných orientačních měření, jejichž vypovídací hodnota by jimi mohla být výrazně posílena, nebo v krajních případech i zcela nahrazena.

Pro tyto účely byla použita srovnání výsledků simulací se dvěma odlišnými měřeními. S pozemním experimentálním měřením skutečného letounu na otevřeném prostranství, což nejvíce odpovídá běžné alternativě před-certifikačních testů v domácím leteckém průmyslu, a s měřením zjednodušené zmenšené testovací makety trupu letounu v prostředí semianechoické komory, které zde především sloužilo jako určitá forma reference či validace, pro dostatečně přesné posouzení možné míry shody mezi realizovanými simulacemi a změřenou realitou.

Na rozdíl od analýz prováděných v předchozí kapitole zde již v případě samotného simulačního modelu nebyla pozornost zaměřena na vyhodnocení dopadu různých geometrických prvků samotného letounu, ale na identifikaci rozdílů v chování elektromagnetického pole mezi jeho virtuálním modelem a reálnou předlohou, a to především skrze vlivy základních proměnných v rámci definice podmínek zadané simulační úlohy. Ty pak v porovnání s výsledky reálných měření letounu VUT100 a jeho zmenšeného zjednodušeného modelu mimo jiné zřetelně ilustrují jejich významnou roli v několika zajímavých oblastech, se kterými se můžeme v případě analýzy dopadu účinků elektromagnetického pole na letadlo běžně potkat.

Z celé jejich množiny je zde nutné vyzdvihnout především vliv reálné a ideální zemní roviny, dopady základní charakteristiky budícího zdroje na rozložení elektromagnetického pole v blízkém okolí zkoumaného modelu letadla a účinky charakteristického chování samotných měřících sond a přípravků na zjištěné výsledky jak měření, tak i simulací.

První dvě z nich byly velmi podrobně diskutovány především v první části této kapitoly a rozbor jejich dopadu lze nalézt v podkapitolách Kap. 3.1.2.2 a Kap. 3.1.2.3. Druhá část se pak zase důkladněji zabývá vlivem měřících sond a přípravků, obzvláště pak jejich dopadem na chování sledovaných veličin na analyzované kabeláži (viz podkapitoly Kap. 3.2.2 a Kap. 3.2.3).

Podrobné zhodnocení a diskuzi k problematice dosažené shody mezi provedenými simulacemi a měřeními s ohledem na výše uvedené vlivy je pak možné nalézt v kapitolách Kap. 3.1.2.3 a Kap. 3.2.4

Zřejmě nejzajímavějším zjištěním je doložený fakt, že vliv zemní roviny lze v případě běžného měření bezpečně zohlednit a případně i efektivně potlačit pouze v těch případech, kdy je analyzovaná konstrukce vystavena účinkům zdroje elektromagnetického pole, jehož směr šíření je víceméně rovnoběžný s rovinou země (viz Kap. 3.1.2.2, Příloha č. 12).

Hlavní příčinou se ukázal být narůstající vliv příspěvku odražené vlny od zemní roviny na charakter chování pole uvnitř konstrukce letounu, respektive jeho vliv na buzení dílčích POE, a vazba mezi samotnou konstrukcí analyzovaného letounu a jeho obrazem charakterizovaným zemní rovinou. Důsledky obou těchto vlivů byly zevrubně prodiskutovány v poslední části kapitoly Kap. 3.1.2.2, kde bylo jasné prokázáno, že jejich chování má natolik silný a charakteristický účinek na chování analyzovaného systému, že je lze zanedbat pouze za specifických okolností (viz Příloha č. 12).

Výše uvedené nabírá na významu zejména při návrhu ochrany elektronických systémů letounu, kdy se přirozeně snažíme co nejlépe odhadnout jeho chování především za běžného

provozního stavu - ve vzduchu, a je tedy zřejmé, že tyto skutečnosti značně zužují naše možnosti jejich dostatečného testování pomocí reálných měření. To přirozeně vede i k vyšší pravděpodobnosti výskytu možných neočekávaných problémů během uvádění letounu do provozu, a tím i k potenciálnímu ekonomickému a časovému zvýšení nutných nároků na úspěšné dokončení jeho vývoje.

V kontextu výše uvedeného s problematikou vhodného buzení analyzovaného letounu je zde vhodné připomenout, že certifikační doporučení, která se danou problematikou zabývají, jako například [126], uzavírají diskuzi na toto téma pouhým vágním konstatováním, že externí budící pole, které bude použito pro kalibraci / normalizaci změřených výsledků, by mělo být pouze "prosto hlubokých rezonancí" a jeho homogenita by v rámci sledovaného prostoru definovaného rozměry letadla neměla dosáhnout větších odchylek než 3 - 4 dB (viz [126]: FIGURE 13), aniž by zde byl konkrétněji upřesněn způsob jeho měření, či alespoň dodatečně vymezena oblast možností, jak by mělo být toto budící pole orientováno vůči danému testovacímu objektu nebo zemní rovině.¹²⁸

Je tedy zcela zřejmé, že dodržení těchto doporučení je sice nezbytnou, nikoliv však dostačující podmínkou, kterou je v rámci prováděných testů pro zjištění správného a realistického chování letounu během jeho provozu ve vzduchu nutné splnit. Při specifikaci dané měřicí úlohy tedy musíme mít vždy na paměti i reálná omezení takto prováděných měření, a v případech, kdy již budou tyto meze díky vstupním požadavkům kladeným na dané měření překročeny, musíme najít jinou vhodnou alternativu jak ověřit, zda získané výsledky námi zjišťované chování skutečně dostatečně přesně popisují. Tohoto můžeme v konečném důsledku dosáhnout buďto jejich následným expertním zhodnocením, což je ale podmíněno značnými zkušenostmi v dané specifické oblasti, nebo uplatněním simulačních analýz, které v dnešní době již dokážou na základě námi definovaných podmínek požadované účinky elektromagnetického pole na letoun dostatečně přesně popsat (viz [30]).

K obdobnému názoru dospěli i autoři nejnovější verze doporučení [126], kteří, pro co nejrealističtější zjištění chování proudů na kabeláži měřeného letadla ve vzduchu, doporučují metodu, která spočívá v kalibraci dat získaných při jeho pozemním měření pomocí povrchových proudů, které byly zjištěny v definovaných lokalitách pomocí simulační analýzy (LLDD, LLSC; v [126] se jedná především o kapitoly Chap. 6.4.1 a Chap 6.4.3.1). Tato metoda ovšem skrývá jistá rizika, zejména při jejím použití v případě LLSC, o kterých se autoři dokumentu již nezmiňují a která vycházejí ze stejných principů a omezení, jež byly probírány v souvislosti s používáním referencí při normalizaci sledovaných veličin v předchozí části této kapitoly Kap. 3.1.2.2 (diskuze spojená s grafy Graf 3.7, Graf 3.8).¹²⁹

¹²⁸ Mimo výše uvedené důvody (příspěvek odražený od země a vazba země s konstrukcí modelu), zde samozřejmě existují i další příčiny, které mohou za určitých okolností způsobit výrazně odlišný charakter, a tím i účinky, budícího elektromagnetického pole na letoun, jenž je umístěný na zemi a ve vzduchu.

Jako jeden z dalších příkladů těchto odlišností, který je možné dohledat i v příslušných doporučeních [126], zde můžeme například uvést případ horizontálně polarizovaného pole šířícího se rovnoběžně se zemní rovinou, kdy je časový vývoj tohoto pole zcela odlišný od jeho vývoje při šíření ve vzduchu. Je tedy zřejmé, že díky tomu pak zákonitě dochází i k odlišnému buzení daného sledovaného objektu, než jakého bychom dosáhli při jeho buzení ve volném prostoru (viz Graf 3.1, Obr. 3.5, Graf 3.2, Obr. 3.6 v Kap. 3.1.2.2).

¹²⁹ V případě LLDD jsou tato rizika významně omezena faktem, že tuto měřicí metodu používáme pouze ve frekvenční oblasti před první rezonancí samotné konstrukce letounu (cca. do 1-30MHz). V případě měření pomocí metody LLSC se ovšem dostáváme do situace, kdy kalibraci nelze úspěšně provést bez znalosti všech potřebných veličin v komplexním tvaru (proudy na kabeláži, rozložení povrchových proudů pro případ letounu ve vzduchu i na zemi). Opět je zde tedy nutné zajistit změřené sledované veličiny i s její fází, což může být v těchto situacích značně problematické, jelikož na obdobná měření není většina EMC laboratoří dostatečně dobře vybavena (většina měřících metod a běžně používaných sond pro zjištění povrchových proudů nebo napěťových a proudových poměrů na kabeláži je schopna bezpečně zaznamenat pouze amplitudový charakter dané sledované veličiny).

Dalším důležitým výstupem analýzy chování elektromagnetického pole nad zemní rovinou byl i doložený vliv jejích ztrátových vlastností. Bylo dostatečně prokázáno, že ztrátové vlastnosti země ho dokážou v malých výškách výrazně ovlivnit a tím zprostředkovaně i buzení dílčích sledovaných částí letounu, či jeho elektrických systémů, které se v dané oblasti mohou nacházet (elektronika umístěná v podvozkové části letounu, apod.). Krom toho, je u těchto partií velká pravděpodobnost, že budou mít silnou vazbu se zemní rovinou, čímž jejich měření za běžné konfigurace - letadlo stojící na zemi - ztrácí v mnoha případech potřebnou vypovídací hodnotu.

Ztrátové vlastnosti zemní roviny ovšem nepředstavují poslední z výčtu všech možných problémů, se kterými se v těchto případech můžeme potkat. Je zde možné například narazit na situace, kdy nám reálné podmínky na vybraném prostranství použitém během měření mohou nejenom znatelně utlumit budící pole podél cesty k testovanému objektu (zejména u měření, kdy se snažíme ozařovat celý letoun z větších vzdáleností), ale mohou i výrazně ovlivnit jeho původní charakter, například změnou jeho polarizace (oba případy jsou pak spíše charakteristickým rysem u měření s horizontální polarizací). Pokud je tedy naším cílem například měření SE na otevřeném prostranství, měli bychom s touto skutečností také počítat při vyhodnocení získaných výsledků, které mohou být z tohoto pohledu za určitých okolností optimističtější než ty, kterých bychom dosáhli za více ideálních podmínek - například v simulacích (viz kapitola Kap. 4).¹³⁰

Jediným schůdným řešením, jak se bez použití simulačních analýz v praxi vyhnout těmto jevům (vazba se zemní rovinou a degradace původního charakteru budícího pole v malých výškách nad zemní rovinou), je pak umístění letounu během jeho měření do dostatečné výšky nad zemní rovinou, například obdobným způsobem, který je znázorněn na Obr. 3.1¹³¹

Z výše uvedeného je zřejmé, že simulace mohou být v praxi běžně užívaných před-certifikačních měření na otevřeném prostranství relativně lehce využity minimálně jako určitý typ "etalonu", který v sobě zohledňuje pouze ty vlivy okolního prostředí, se kterými chceme při daném měření skutečně operovat. Díky takovému porovnání reálných změřených a "referenčních" simulovaných výsledků pak můžeme snadno identifikovat i případné a jinak špatně odhalitelné problémy, které během těchto měření vyvstaly, nebo nejistoty, jež jsou spjaté s vlivem okolního prostředí, což nám v konečném důsledku může pomoci i lépe pochopit samotné procesy, které se odehrávají v daném měřeném systému a jeho blízkém okolí.

Pokud ovšem budeme chtít využít výsledky simulací k podobným účelům, je nadmíru vhodné i rámcově ověřit, jak velkou míru dosažitelné shody lze mezi těmito dvěma diametrálně odlišnými přístupy ke zjištění chování zkoumaného systému očekávat. Pokud ovšem přihlédneme k dosaženým výsledkům a skutečnostem, jež byly diskutovány v první části této kapitoly, je zjevné, že korespondence mezi realizovaným orientačním měřením letounu VUT100 a jeho simulacemi nemůže být pro obdobný typ analýzy dostatečná. To lze doložit zejména výsledky prezentovanými pro případ horizontálně polarizovaného zdroje

¹³⁰ Je tedy zřejmé, že zde opět můžeme simulace použít jako určitou formu reference, která nás dokáže velmi rychle upozornit na případné problémy, které v sobě reálné a ne zrovna ideální podmínky během měření mohou skrývat.

¹³¹ Toto řešení je v dnešní době bráno jako jediná další alternativa, jak se uváděným problémům se zemní rovinou v praxi vyhnout (viz [126] - Chap 6.4).

Ovšem jak již bylo řečeno dříve, obdobné testy mají v těchto případech svá realizační a finanční úskalí, která ve většině případů nelze zcela uspokojivě vyřešit (viz Kap. 3.1.2.2), což zde představuje jednu z nejdůležitějších motivací, proč je v dnešní době v oblasti EMC letadel kladen tak silný důraz na integraci simulačních analýz do dosavadní metodiky jejich testování.

buzení (viz kapitola Kap. 3.1.2.3). Z tohoto důvodu byl pro zjištění míry dosažitelné shody navržen a analyzován i poněkud jednodušší, zato však podstatně lépe a přesněji definovatelný, zmenšený model trupu letounu - "referenční model" (viz Kap. 3.2).

V rámci analýz, které byly na tomto zjednodušeném modelu prováděny, byla největší pozornost kladena na dosažení co nejlepší shody zjištěných napěťových a proudových poměrů na jednoduchém modelu kabeláže, který byl umístěn v jeho vnitřním prostoru. Motivací zde byla přirozeně skutečnost, že korektní zjištění napěťových a proudových poměrů na kabeláži, zejména pak v místech jejího napojení na kritické části avioniky letadla, představuje jednu z nejdůležitějších informací, od které se často odvíjí schopnost navrženého designu ochrany letounu úspěšně čelit možným elektromagnetickým hrozbám, na které může během provozu narazit.

Podrobný popis reálné konstrukce modelu, společně s problematikou jeho měření a reprezentace získaných výsledků, lze najít v úvodu kapitoly Kap. 3.2 a v kapitolách Kap. 3.2.1 a Kap. 3.2.2. Popis simulačního modelu, jeho analýza a shrnutí zabývající se základními aspekty spojenými s dosažením co možná nejvěrnější reprezentace analyzované kabeláže v simulačním prostředí do základních metodických doporučení je pak uvedeno v kapitolách Kap. 3.2.3 a Kap. 3.2.4.

Z prezentovaných výsledků vyplynulo, že shoda simulace a měření je výrazně závislá jak na správném provedení měření reálného modelu a použitých měřicích přípravcích, tak i na jejich co možná nejvěrnějším popisu simulačního modelu (především pak v případě kabeláže a jejího realistického impedančního zatížení), a to zejména s ohledem na jejich principální chování v rámci analyzovaného systému. Jak v případě analýzy elektromagnetického pole ve vnitřním prostoru modelu, tak i odezev napětí a proudů na kabeláži, bylo možné, po dílčích úpravách simulačního modelu, které byly provedeny za účelem jeho co možná nejvěrnějšího přiblížení realitě samotného validačního měření, pozorovat relativně dobrou shodu prakticky v celém sledovaném frekvenčním rozsahu, s ohledem na podmínky jednotlivých měření, jejich metodiku a použité aproximace [185], [29], [178].

Shrneme-li všechny zde prezentované poznatky, je patrné, že relevantních a průkazných výsledků korespondujících s objektivní realitou nelze napoprvé dosáhnout ani prostým fyzickým měřením, byť s použitím technicky vyspělé měřicí techniky v definovaném prostředí (např. semianechoická komora), ani pouhým nasazením sebedokonalejších simulačních prostředků. Ani jeden z těchto přístupů nemůže zcela nahradit ten druhý, a pouze jejich důsledné a souběžné uplatňování vede k odhalení pravých příčin a mechanismů reálného chování daného systému, který vedl ke zdánlivým úvodním vzájemným nesouladům výsledků měření a simulací, se kterými jsme se zde potýkali [29], [177], [178].

Je zřejmé, že jen důsledná opakovaná analýza rozporů mezi výsledky obou těchto přístupů otevírá cestu k průběžnému zlepšování jak technických řešení užívaných při měřeních, tak i metod vytváření modelů a metodiky simulačních analýz tohoto druhu testovaných systémů (letadla, vrtulníky, automobily, vlakové soupravy, apod.). To v konečném důsledku logicky povede nejenom k významnému zpřesnění výsledků v obou případech, ale i k výraznému zkvalitnění a zefektivnění veškerých návrhových prací, které se na daném objektu z pohledu EMC provádějí.

4 Porovnání simulací a certifikačních měření na letadlech VUT100 a EV55

Hlavní význam této kapitoly spočívá v poskytnutí základních informací o úskalích, na které lze v praxi během analýzy chování a účinků elektromagnetického pole na malých semi-kompozitních letounech z pohledu EMC často narazit. Tato problematika bude diskutována skrze porovnání výsledků simulací a reálných certifikačních měření na prototypových verzích letounů VUT100 a EV55, které byly získány během úzké spolupráce firem Evektor a EMCC Dr. Rašek na poslední etapě projektu HIRF-SE, v rozmezí let 2011 až 2013[30].

Certifikační měření prototypu letounu VUT100 bylo v rámci těchto kampaní realizováno v prostorách semi-anechoické komory firmy EMCC Dr. Rašek v Unterleinleiteru, zatímco měření prototypu EV55 bylo uskutečněno pouze na improvizovaném otevřeném prostranství, v areálu letiště v Kunovicích (viz Obr. 4.1, Obr. 4.2). Obě tato měření byla provedena v souladu s obecně platnými postupy dle doporučení [126].

Z uvedeného vyplývá, že budeme moci diskutovat danou problematiku hned na dvou odlišných případech, které se od sebe navíc výrazně liší i podmínkami, za kterých byly proměřeny. Tato skutečnost vytváří i dobrý předpoklad určitého zobecnění dosažených výsledků napříč odlišnými konstrukčními koncepcemi obou letounů a rozdílnými podmínkami během jejich měření, což lze obecně co do četnosti hodnocených variant pokládat za zcela ojedinělou příležitost, která přirozeně zvyšuje i jejich informační a vypovídací hodnotu.

Vzhledem k tomu, že se jednalo o relativně rozsáhlá měření, není možné s ohledem na celkový objem získaných dat uvést a detailně prodiskutovat všechny dosažené výsledky, které byly v rámci těchto měřících a simulačních kampaní obsaženy.¹³² Z tohoto důvodu zde tedy budou spolu s doprovodnými informacemi prezentovány pouze ty výsledky, jež mají přímý vztah k zadání a probírané problematice v jednotlivých částech této kapitoly.

Výsledky dokládající splnění cílů nebo ať už přímo či nepřímo podporující zobecnitelné závěry, vyvozené na základě celkového zjištěného chování všech sledovaných veličin napříč všemi variantami analyzovaných situací, zde budou prezentovány alespoň formou jejich dosažené vzájemné shody, a to jak z pohledu subjektivního, tak i objektivního za pomoci algoritmu IELF.

Nebudou zde blíže rozebírána žádná data, která se týkají chování indukovaných proudů na vybraných kabelových svazcích, jež byly proměřeny během certifikačních měření letounů VUT100 a EV55 v rámci testů LLDD a LLSC, neboť jejich analýza zatím nepokročila natolik, aby byla buďto bezpečně prokázána jejich uspokojivá shoda s výsledky měření, nebo aby šlo bezpečně poukázat na konkrétní důvody zjištěných nesouladů.

Chování analyzovaných letounů tak bude diskutováno pouze skrze výsledky zjištěných povrchových proudů a intenzit elektrického pole, které byly sledovány v lokalitách, jež byly vybrány s ohledem na jejich předpokládanou vypovídací schopnost jak z hlediska prací

¹³² Jejich kompletní výsledky byly zpracovány ve dvou obsáhlých sadách dokumentů, které byly prezentovány během závěrečného setkání řešitelů projektu HIRF-SE v Turíně (viz [152], [153], [154], [155], [156], [165], [166], [167], [168]).

zaměřených do oblasti EMC letadel, tak i z pozice hodnotitelné míry dosažené korespondence mezi uskutečněnými měřeními a simulacemi.

Tato kapitola je dělena do dvou dílčích částí, první z nich je zaměřena na analýzu letounu VUT100 a druhá na letoun EV55. Obě z nich využívají obsahově prakticky stejnou osnovu pro zvýšení přehlednosti a snadnější porovnání dílčích rozdílů vyvolaných jak koncepčními odlišnostmi obou letounů, odlišnými způsoby a podmínkami měření, tak i následnými odlišnostmi v nastavení simulačních úloh promítajících se do dosažené míry nesouladu mezi výsledky měření a simulací. V rámci toho jsou vždy nejprve diskutovány základní informace spojené se samotnou realizací daných měření, poté následuje základní popis vytvořených simulačních modelů spolu s nastavením dílčích simulačních úloh, a v poslední části je uvedeno celkové shrnutí dosažených výsledků a závěry, jež z tohoto shrnutí a poskytnutého popisu provedených prací vyplývají.



Obr. 4.1 Prostory semi-anechoické komory použité během měřicí kampaně prototypové verze letounu VUT100 (EMCC Dr. Rašek - Unterleinleiter)



Obr. 4.2 Prostory použité během měření prototypové verze letounu EV55 (letišťe Kunovice - "Hexagon"; vlevo: prostory použité pro měření dle LLDD, vpravo: OATS použité v případě měření LLSC a LLSF)

4.1 Analýza výsledků certifikačních měření a simulací na letounu VUT100

Tato část kapitoly se věnuje analýze chování čtyřmístného, jedno-motorového letounu VUT100 v jeho prototypovém provedení (viz Příloha č. 13).¹³³ V první části jsou blíže popsány základní informace, jež se vztahují k provedeným certifikačním testům tohoto letounu dle doporučení [126]. Další část podkapitoly je zaměřena na diskuzi spojenou se základními problémy a kompromisy, na které jsme narazili během definování simulační úlohy tak, aby co nejvíce korespondovala s dosaženými výsledky provedených měření. Poslední část je pak věnována prezentaci několika vybraných vzorových výsledků, jejich zhodnocení a diskuzi nad možnými problémy, které zde mohou vést k rozdílům, jež můžeme pozorovat při jejich porovnání.

Celkový frekvenční rozsah, v rámci něhož budou zde uvedené výsledky porovnávány, v tomto případě činí 100 kHz až 1 GHz. Na nízkých kmitočtech - 100 kHz až 100 MHz - bude korespondence mezi dosaženými změřenými výsledky a chováním nastavené simulační úlohy ověřena skrze povrchové proudy, jež tečou po vnějším potahu trupu letounu ve zvolených lokalitách (LLDD: 10 kHz - 20 MHz; LLSC: 20 MHz - 100 MHz). Na vyšších kmitočtech bude jejich vzájemná shoda prokázána pomocí zjištěných intenzit elektrického pole, které bylo změřeno ve vybraných oblastech uvnitř trupu letounu (LLSF: 100 MHz - 1 GHz).¹³⁴

Všechny zde uvedené výsledky a poskytnuté informace čerpají z dokumentace vytvořené během prací na evropském výzkumném projektu HIRF-SE, zařazeného ve skupině FP7 pod smluvním číslem 205294 (viz [30], [152], [153], [154], [155], [156], [157]).¹³⁵

4.1.1 Teoretický rozbor a popis měření provedených na letounu VUT100

Jak je již naznačeno v úvodu podkapitoly Kap. 4.1, byla zde pro zjištění chování vnitřního prostředí letounu VUT100 vybrána metodika založená na takzvaných LLC testech (*Low-Level-Coupling*). Tyto testy jsou prakticky realizovány třemi odlišnými přístupy, které dovolují proměřit námi testovaný objekt v celém požadovaném frekvenčním rozsahu, jenž je specifikován aktuálně používanými normami na 10 kHz až 18/40 GHz.

První měřicí metoda, která se v rámci LLC testů používá na nejnižších kmitočtech (od 10 kHz do cca. první rezonance realizované měřicí soustavy), se nazývá LLDD (*Low-Level-Direct-Drive*) a je běžně využívána pro zjištění přenosových funkcí mezi testovaným kabelovým systémem letounu a povrchovými proudy, jež tečou po jeho vnějším plášti. Charakteristickým znakem této metody je samotné buzení trupu letounu, jenž je běžně uskutečněno pomocí přímého vybudování povrchových proudů na konstrukci letounu, skrze vhodně připojený generátor o definovaném výkonu. Vodivá cesta je pak v těchto případech definována samotnou konstrukcí letounu (přímý vodič), zátěží (většinou stejná impedance jako u zdroje - 50Ω) a zpětným systémem vodičů, jež mohou být taženy zpátky ke zdroji buďto variantou, kdy jsou tyto vodiče "koaxiálně" rozloženy okolo trupu letounu (viz Obr. 4.2, Kap. 4.2), nebo je tato cesta uskutečněna skrze vodivé pásy, které jsou zpátky taženy po

¹³³ Dle rozdělení na základě standardů FAR23 a EASA díl.23 tento typ letounu spadá do kategorie GA.

¹³⁴ Ačkoliv provedená měření byla v souladu s doporučením [107A] realizována až do 18 GHz, nebylo možné, s ohledem na rozměry a materiálovou komplexnost vytvořených modelů, analyzovat jejich chování ve zvolených simulačních prostředích výše, než do zmiňovaného 1 GHz.

Je také vhodné zde opět podotknout, že na vyšších kmitočtech nad několik GHz nemá analýza chování tohoto typu úloh pomocí metod jako jsou FDTD, FIE či MoM (EFIE) ve většině případů příliš velký smysl.

¹³⁵ Společnosti Evektor a EMCC Dr. Rašek spolu během spolupráce na projektu HIRF-SE podepsaly bilaterální smlouvu o mlčenlivosti. Z tohoto důvodu nemohou být ani v této práci zmíněny, nebo blíže upřesněny některé konkrétní informace a postupy, které by podrobněji osvětlily veškeré realizované práce, spojené s měřením letounu VUT100.

zemi takovým způsobem, jaký je možné pro zde diskutovaný případ vidět v příloze Příloha č. 15.[126]

V tomto bodě je vhodné zdůraznit skutečnost, že správné a přesné zjištění chování povrchových proudů tvoří v rámci LLDD testů základní předpoklad k úspěšnému zjištění chování zkoumaného systému kabeláže. Je tedy i zřejmé, že dostatečně dobrá shoda mezi výsledky simulací a měření u povrchových proudů nám v tomto případě poskytuje odůvodněný argument věřit, že pokud se námi definovaný simulační model kabeláže nebude od své reálné předlohy nijak výrazně lišit, je možné očekávat relativně dobrou korespondenci v chování námi sledovaných veličin i na této úrovni analyzovaného simulačního modelu.

Druhá měřicí metoda - metoda LLSC (*Low-Level-Swept-Coupling*) - se běžně používá pro zjištění přenosových funkcí mezi testovaným kabelovým systémem a vnějším, vzdáleným budícím zdrojem elektromagnetického pole, přibližně v rozsahu frekvencí od 10MHz do 400 MHz. Jako zdroj buzení se v těchto případech běžně používá typově vhodná anténa, která je umístěna ve vzdálené oblasti od testovaného objektu. Přenosové vlastnosti mezi kabeláží a externím polem jsou pak zjišťovány ve více směrech, z důvodu nalezení a následného zhodnocení jejího co nejkritičtějšího chování (WCS analýzy - *Worst-Case-Scenario*).[126]

Problémy v těchto případech nastávají zejména s dodržení podmínky, která definuje dostatečnou vzdálenost budícího zdroje pole od analyzovaného objektu (vazba mezi testovaným objektem a zdrojem buzení, charakter dopadajícího vlnění, apod.), s chováním vybuděného pole v okolí měřeného objektu (homogenita pole v okolí testovaného objektu), a předpokladu, že realizovaná měření budou schopna skrze následně zpracované výsledky sledovaných veličin dostatečně přesně popsat chování měřeného systému tak, jako by byl umístěn ve vzduchu (vazba testovaného objektu se zemí, rozložení pole nad zemní rovinou, apod.).[126]

První z výše uvedených problémů je často spojen zejména s možnostmi, které nám nabízí samotné měřicí vybavení a prostředí, jehož jsme se rozhodli pro dané měření použít: vhodný typ antény, dostatečně velké a vhodně uzpůsobené prostranství, na němž budeme měření provádět, a k tomu úměrně silný budící zdroj. Je tedy zřejmé, že kritičnost a reálná řešitelnost těchto problémů je pak přímo úměrná především nejnižší frekvenci, resp. vlnové délce, na níž se dané měření realizuje.

S tím jsou pak úzce svázány i problémy související s celkovým chováním budícího elektromagnetického pole v okolí testovaného objektu. Z pohledu korespondence mezi reálně změřenou úlohou a její virtuální reprezentací lze vyzdvihnout především úskalí spojená s přílišnou idealizací budícího zdroje a okolí analyzovaného objektu, která mohou zapříčinit relativně silné odchylky mezi reálně dosaženým a simulovaným chováním pole. To pak přirozeně může vést i k významným odchylkám ve výsledném chování sledovaných veličin v rámci analyzovaného systému.¹³⁶

Poslední z problémů pak spočívá v samotném principu realizovaného měření a úzce souvisí s problematikou vlivu zemní roviny, která byla podrobně probírána v předchozí kapitole této práce (viz Kap. 3.1.2.2, [126]:Kapitola 6.4

¹³⁶ V praxi tak můžeme relativně běžně narazit situace, kdy jsme během měření nuceni z nedostatku jiných možností budit námi testovaný letoun ze vzdálenosti, která neodpovídá požadavkům vzdálené oblasti - cca. $2D^2/\lambda$ (tyto problémy se tedy mohou v případě metody LLSC týkat zejména spodní hranice uvedeného pásma – cca do 100MHz).

Pokud tedy za takovéto situace aproximujeme budící zdroj v simulační úloze například rovinou vlnou, je nutné mít na paměti, že chování dosažených výsledků může být takto vytvořenými rozdíly v reprezentaci použitého budícího zdroje a jeho případnou vazbou s testovaným objektem významně ovlivněno, a to zejména na nižších kmitočtech.

Během měření letounu pomocí metody LLSC byly mimo přenosové funkce samotné kabeláže změřeny v předem určených oblastech i povrchové proudy. Jedním z hlavních důvodů jejich zjištění zde bylo zajištění možnosti, jak v případě nutnosti posoudit, zda nemohou být některé z dosažených rozdílů mezi změřenými a simulovanými výsledky způsobeny možnými odlišnostmi v jeho samotném buzení během reálného měření a virtuální analýzy. Další důvod pak lze spatřovat v tom, že tímto způsobem by pak bylo možné i v případě nastalých problémů s analýzou kabeláže alespoň částečně ověřit, zda se chování vytvořené simulační úlohy v rámci tohoto frekvenčního rozsahu blíží své reálné předloze.

Poslední se zde použitých měřících metod - metoda LLSF – se běžně využívá ke zjištění přenosových funkcí mezi dílčími složkami elektromagnetického pole v definovaných oblastech vnitřního prostředí letounu, které bylo vybuzeno vnějším elektromagnetickým polem vytvořeným obdobným způsobem, jako v případě LLSC. Frekvenční rozsah, v jehož rámci je tato metoda běžně používána, je přibližně od 400MHz do 18 / 40 GHz.[126]

Krom toho, že zde můžeme narazit na obdobné problémy jako v případě LLSC (zejména pak na dolní hranici zmíněného frekvenčního rozsahu), můžeme zde narazit na celou řadu dalších problémů, které přímo vyplývají z použití této metody v tak velkém rozsahu kmitočtů. Jak lze jasně vidět, pohybujeme se během tohoto typu měření prakticky od přibližně metrových až po centimetrové vlnové délky,¹³⁷ což už často představuje problém i z pohledu celkového rozsahu potřebného měřícího vybavení. Na těchto kmitočtech se již tak můžeme běžně setkat jak s logistickými problémy, například s nedostatečnou přesností a opakovatelností zaměření sledované oblasti v prostoru či samotného budícího zdroje, tak i s problémy spojenými s ovlivněním měřených veličin přímo námi zvoleným měřícím aparátem a jeho rozměry vůči vlnové délce, na které sledovanou veličinu aktuálně detekujeme (zejména pak v pásmu SHF).

Pokud se tedy snažíme co nejvíce přiblížit získané výsledky provedených analýz těmto měřením, je nutné důkladně zvážit i rizika plynoucí z těchto problematických oblastí. Prakticky je v takovýchto situacích nutné dávat si navíc pozor zejména na přesné umístění měřících sond v analyzovaném modelu¹³⁸ a vhodnou reprezentaci jejich reálného chování během měření - například si je důležité dávat pozor na jejich reálnou schopnost "integrovat" detekovanou veličinu v rámci prostoru, který konkrétní sonda během daného měření fyzicky zabírá.¹³⁹

Nyní se zaměříme na bližší popis základních aspektů samotných LLC měření, realizovaných na prototypovém provedení letounu VUT100 v semi-anechoické komoře akreditované laboratoře společnosti EMCC Dr. Rašek v roce 2011 (viz Obr. 4.1).

Základní určení pozic měřících bodů, které byly vybrány pro zjištění chování povrchových proudů na trupu letounu v rámci LLDD a LLSC testů je možné vyvodit z informací uvedených v příloze Příloha č. 16 v tabulce Tab. P. 16.1 a z obrázku Obr. 4.3.

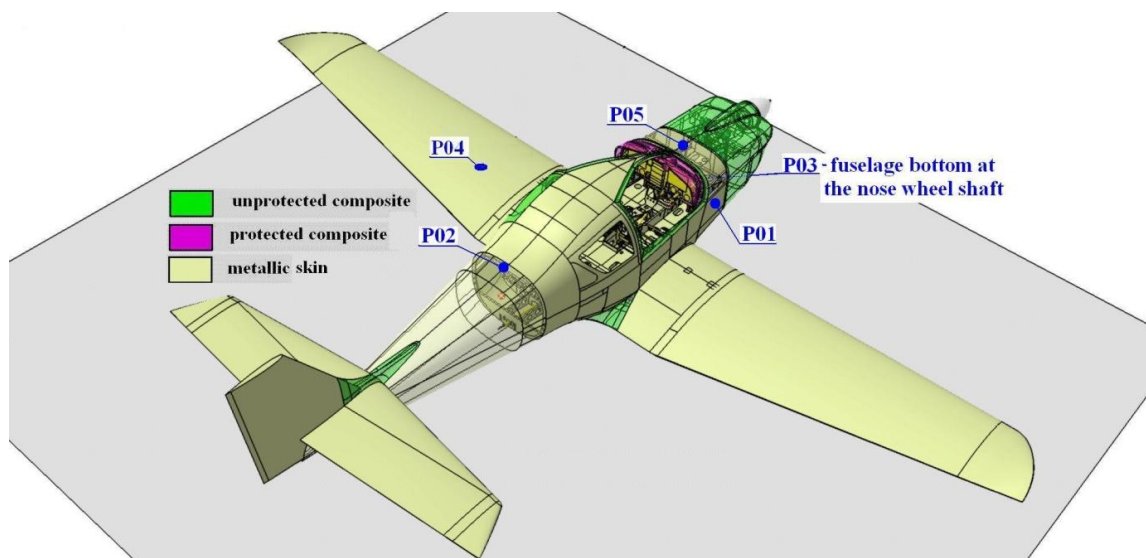
Měření povrchových proudů bylo uskutečněno pomocí blíže nespecifikované sondy, kterou je možné vidět na Obr. 4.4 Tato sonda je založena na principu RF proudového transformátoru a umožňuje detekci povrchových proudů, které tečou ve směru její nejdelší strany (tzn. je směrová). Schopnost této sondy dostatečně přesně a definovaně detekovat povrchové proudy, jež byly vybuzeny ve zvolených oblastech na trupu letounu pro testy

¹³⁷ Pozn: Bráno jejich skutečnou délkou (cca. $0,75\text{m} \div 0,75\text{cm}$)

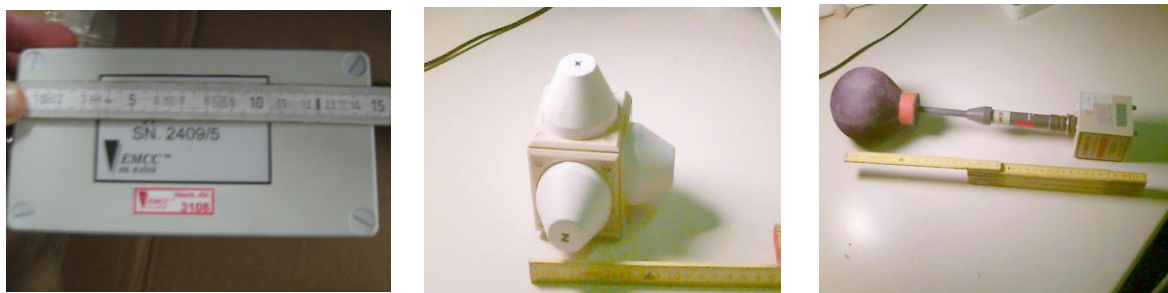
¹³⁸ Toho můžeme například dosáhnout obdobným způsobem, jaký je popsán v kapitole Kap. 4.2.2.1, Obr. 4.18.

¹³⁹ Během prací na projektu HIRF-SE byla tato skutečnost v rámci vyhodnocování provedených simulačních analýz potvrzena a publikována nezávisle na sobě jak firmou Evektor, tak i dalšími participujícími partnery (EMCC Dr.Rašek, Istituto Superiore Mario Boella (ISMB), University of Granada (UGR), Computer Simulation Technology (CST), atd.)

LLDD a LLSC, byla firmou EMCC Dr. Rašek garantována pouze ve frekvenčním rozsahu od 10 kHz do 100 MHz (LLDD: 10 kHz - 20 MHz; LLSC: 20 MHz - 100 MHz).¹⁴⁰



Obr. 4.3 Pozice měřicích bodů na trupu letounu VUT100 pro detekci povrchových proudů zjištěných během testů LLDD a LLSC



Obr. 4.4 Sondy použité během měření VUT100 (vlevo: sonda pro měření povrchových proudů, střed a vpravo: sondy použité pro měření intenzity elektrického pole)

Během testů LLSF byly pro zjištění chování elektromagnetického pole ve vnitřním prostředí letounu použity standardní izotropické sondy, sloužící k detekci celkové velikosti intenzity elektrického pole v jejich blízkém okolí (viz Obr. 4.4).¹⁴¹ S jejich pomocí byly sledovány intenzity elektrické pole v osmi různých lokalitách, jejichž pozice jsou v rámci sledovaného prostoru znázorněny na obrázku Obr. 4.5. Informace o přesné poloze těchto sond vůči geometrii měřeného letounu je možné blíže dovodit i z údajů, které jsou uvedeny v příloze Příloha č. 16 v tabulce Tab. P. 16.2.

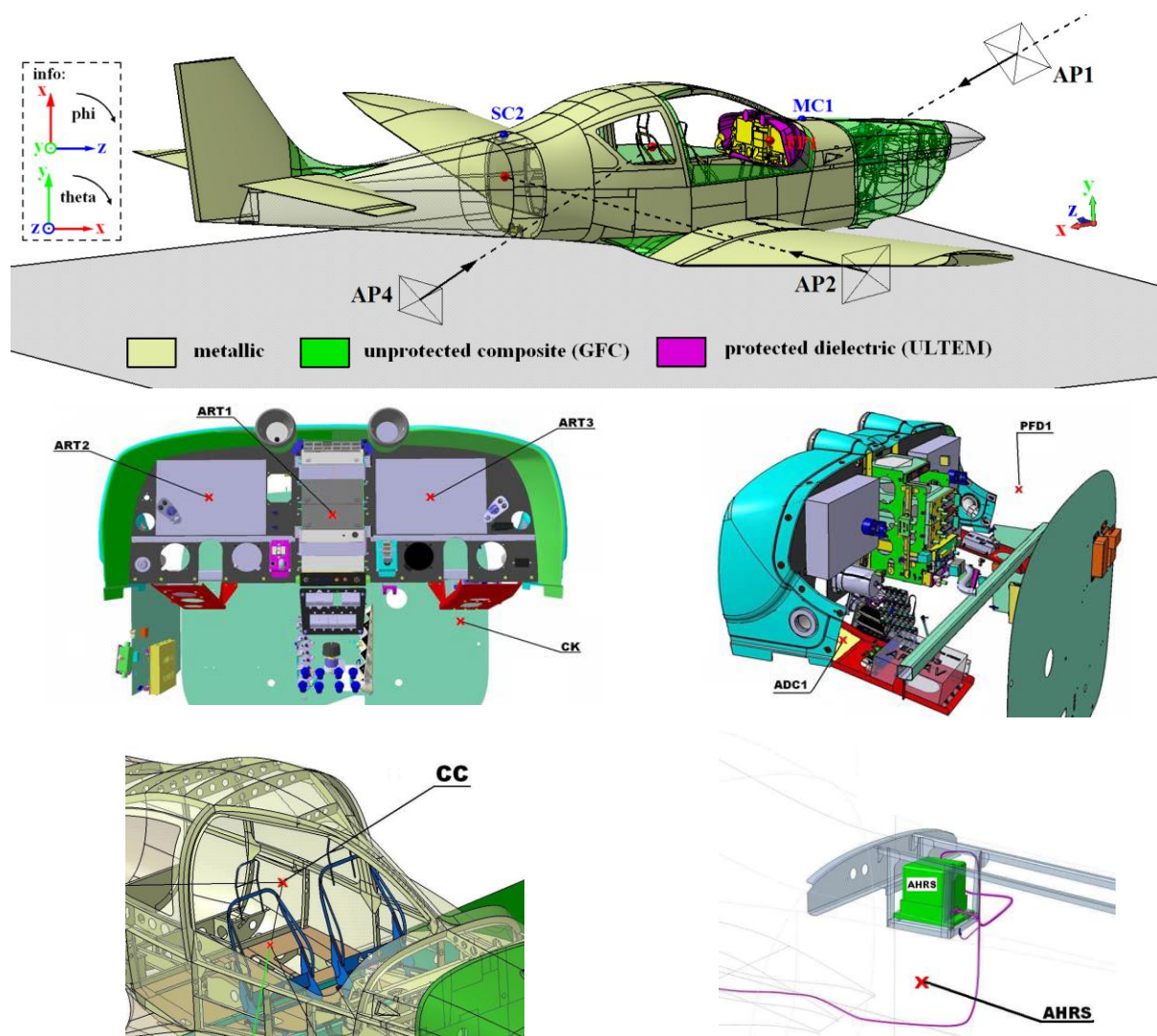
V průběhu LLSC a LLSF testů byl měřený letoun celkem ozařován z pěti odlišných směrů, pomocí čtyř odlišných antén. V případě LLSC měření byly použity dvě logaritmicko-periodické antény ve frekvenčních pásmech 20 - 220 MHz (anténa1) a 200 - 400 MHz (anténa2). Pro LLSF testy pak byla v rozmezí 400 - 100 MHz použita další - menší verze logaritmicko-periodické antény (anténa3), která byla pro frekvence nad 1GHz nahrazena blíže nespecifikovanou trychtýřovou anténou. Celkové pokrytí měřeného frekvenčního rozsahu tak

¹⁴⁰ Tato informace je důležitá zejména z toho ohledu, že zde budou prezentovány výsledky chování povrchových proudů - jak změřených tak simulovaných - až to 200MHz. Frekvenční oblast od 100MHz do 200MHz je zde tedy prezentována pouze pro zajímavost! Toto pásmo nebude při zhodnocování dosažených výsledků bráno v potaz!

¹⁴¹ Přesné specifikace těchto sond nebyly firmou EMCC Rašek v závěrečné zprávě o provedeném měření uvedeny.

tedy v případě LLSF bylo: 100 - 220 MHz (anténa1), 200 - 400 MHz (anténa2), 400 MHz-1GHz (anténa3), 1 - 18 GHz (anténa4). Přibližné umístění budících antén vůči testovanému letounu je možné společně s informací o jejich elevaci vyčíst z tabulky Tab. 4.1.¹⁴²

Antény byly během měření vždy umístěny do maximální možné vzdálenosti 3m od konstrukce letounu (větší vzdálenosti mezi budícími anténami a ozařovanou konstrukcí letounu nebylo možné dosáhnout, díky samotným rozměrům použité komory a poloze letounu v ní). Antény byly během měření umístěny do výšek 2.2m (antenna1: 20 - 200 MHz) a 2m (antenna2, antenna3: 200 MHz - 18 GHz).

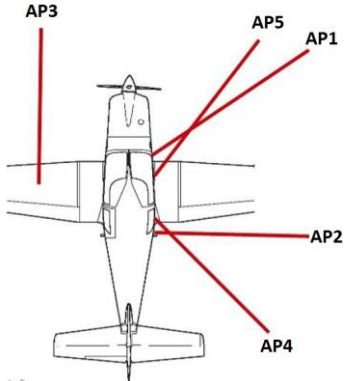


Obr. 4.5 Pozice měřících bodů pro zjištění elektrické intenzity pole uvnitř letounu VUT100 použité během LLSF testů

¹⁴² Je zde ovšem nutné poznamenat, že z časových důvodů nebylo možné proměřit všechny zde specifikované měřící pozice - ať už se jedná o povrchové proudy či intenzity elektrického pole - pro všechny varianty ozáření letounu, které byly v rámci tohoto měření realizovány. Díky tomu tak byla většina pozic proměřena pouze pro případy ozáření AP1 a AP2. Konkrétnější představu o všech reálně proměřených variantách si lze udělat z porovnání dosažených výsledků uvedených v tabulkách Tab. 4.3, Tab. 4.5.

Bližší popis použitých antén zde není možné uvést, jelikož spadají do oblasti informací, které jsou mezi firmami Evektor a EMCC Dr. Rašek chráněny smlouvami o mlčenlivosti. Zde použité antény byly pro firmu EMCC Dr. Rašek vyrobeny na zakázku, což je také důvodem jejich smluvní ochrany.

Tab. 4.1 Základní charakteristika orientace budících zdrojů vůči letounu VUT100 během realizovaných měření

Pozice antény	Elevační úhel (test / simulace)	
AP1	-10° / -10°	
AP2	-3° / -1°	
AP3	-5° / -1°	
AP4	-3° až -6° / -1°	
AP5	-3° až -6° / -1°	

Kalibrační měření pro získání referenčních úrovní pole bez přítomnosti testovaného objektu byly uskutečněny v semi-anechoické komoře v daném frekvenčním rozsahu (20 MHz - 18 GHz) pro všechny použité antény běžným způsobem (viz [158]). Budící antény byly vždy umístěny do vzdálenosti 3m od použitého detektoru. Výškové umístění antén během kalibrace odpovídalo nastavení, které bylo použito i během měření (2m : 20 - 200 MHz, 2.2m: 200 MHz - 18 GHz). Elevační úhel byl ve všech případech 0°.

Stručné shrnutí základních informací spojených s provedenými testy na letounu VUT100 je možné nalézt v níže uvedených řádcích:

Resumé základních informací o měřeních provedených dle LLDD:

Frekvenční rozsah: od 10 kHz až do první rezonance měřeného systému (cca. 20MHz)

Frekvenční krok: 100 frekvencí na dekádu při logaritmickém rozložení

Uspořádání měření: hlavní vodivá cesta je tvořena samotným trupem letounu; zpětný systém vodičů byl vytvořen odděleně, dle Příloha č. 15; Buzení bylo realizováno dle koncepce "Nose-to-Tail": RF modulovaný signál byl ze zdroje sveden přímo do kovové části rotoru vrtule, zakončovací zátěž byla svedena z kovové části ocasní ostruhy a její impedance odpovídala impedanci použitého zdroje buzení (50Ω). (viz Příloha č. 15)

Vzdálenost mezi testovaným objektem a zdrojem: budící signál je připojen přímo na měřenou konstrukci.

Polarizace zdroje buzení: nelze definovat

Přístrojové vybavení: Spektrální analyzátor, signálový generátor; vstupní signál byl vybuzen skrze signálový generátor se zesilovačem, Výstupní signál byl detekován proudovou sondou a zaznamenán pomocí EMI přijímače.

Měřicí pozice sond: viz Obr. 4.3, Příloha č. 16

Provedení měření: Během měření byly pro každou měřenou frekvenci zaznamenávány jak údaje o výstupním výkonu použitého zdroje, tak i aktuální úrovně detekovaných proudů na kabeláži či povrchových proudech, které byly zjištěny pomocí příslušných sond (viz Obr. 4.4). Měření definovaných oblastí bylo prováděno postupně (nikoliv paralelně).

Resumé základních informací o měřeních provedených dle LLSC:

Frekvenční rozsah: od 20 MHz až do 400MHz (100MHz v případě povrchových proudů)

Frekvenční krok: 100 frekvencí na dekádu při logaritmickém rozložení

Uspořádání měření: Konstrukce letounu byla ozařována ze vzdálenosti cca. 3m pomocí vhodně zvolených antén. Orientaci antén vůči konstrukci letounu lze vyčíst z Tab. 4.1, Obr. 4.5.

Vzdálenost mezi testovaným objektem a zdrojem: vzdálenost mezi letounem a nejzazší částí konstrukce antény ve směru jejího natočení byla vždy nastavena na 3m.

Polarizace zdroje buzení: vertikální a horizontální

Přístrojové vybavení: Spektrální analyzátor, signálový generátor; Vstupní signál byl vybuden skrze signálový generátor se zesilovačem, výstupní signál byl detekován proudovou sondou a zaznamenán pomocí EMI přijímače.

Měřicí pozice sond: viz Obr. 4.3, Příloha č. 16

Provedení měření: Během měření byly pro každou měřenou frekvenci zaznamenávány jak údaje o výstupním výkonu použitého zdroje, tak i aktuální úrovně detekovaných proudů na kabeláži či povrchových proudech, které byly zjištěny pomocí příslušných sond (viz Obr. 4.4). Výstupní výkon byl v průběhu měření postupně měněn v závislosti na původně zjištěných kalibračních údajích. Měření příslušných oblastí bylo prováděno postupně (nikoliv paralelně).

Resumé základních informací o měřeních provedených dle LLSF:

Frekvenční rozsah: od 100 MHz až do 18 GHz

Frekvenční krok: 100 frekvencí na dekádu při logaritmickém rozložení

Uspořádání měření: Konstrukce letounu byla ozařována ze vzdálenosti cca. 3m pomocí vhodně zvolených antén. Orientaci antén vůči konstrukci letounu lze vyčíst z Tab. 4.1, Obr. 4.5.

Vzdálenost mezi testovaným objektem a zdrojem: vzdálenost mezi letounem a nejzazší částí konstrukce antény ve směru jejího natočení byla vždy nastavena na 3m.

Polarizace zdroje buzení: vertikální a horizontální

Přístrojové vybavení: Spektrální analyzátor, signálový generátor; Vstupní signál byl vybuden skrze signálový generátor se zesilovačem, výstupní signál byl detekován izotropickou E-field sondou a zaznamenán pomocí EMI přijímače.

Měřicí pozice sond: viz Obr. 4.5, Příloha č. 16

Provedení měření: Během měření byly pro každou měřenou frekvenci zaznamenávány jak údaje o výstupním výkonu použitého zdroje, tak i aktuální úrovně celkové intenzity elektrického pole ve sledovaných oblastech, které byly zjištěny pomocí příslušných sond (viz Obr. 4.4). Výstupní výkon byl v průběhu měření postupně měněn v závislosti na původně zjištěných kalibračních údajích. Měření příslušných oblastí bylo prováděno postupně (nikoliv paralelně).

4.1.2 Simulační analýza letounu VUT100

V rámci této kapitoly budou blíže diskutovány základní problémy, které se úzce týkají vhodného nastavení vlastností simulační úlohy a jejího modelu, jež mohou výrazným způsobem ovlivnit míru korespondence mezi dosaženými výsledky provedených simulačních analýz a jejich reálné předlohy, v podobě provedených certifikačních měření (LLC).

Nejprve zde budou blíže nastíněny obtíže a omezení, které jsou úzce svázány s provedenými měřeními na letounu VUT100 a možnostmi jejich reprezentace v rámci simulačních úloh, jež je mají ve zvolených simulačních prostředích vhodně popisovat (CST, CONCEPT II). V následující části pak budou stručně shrnuty stěžejní informace související se zvoleným nastavením dílčích simulačních modelů a důležitých parametrů samotných simulačních analýz, po nichž budou prezentovány některé z výsledků, které byly skrze tyto simulace dosaženy.

4.1.2.1 Problémy a omezení spjatá s popisem realizovaných testů na letounu VUT100

Během řešení problémů spojených se správným nastavením analyzovaného modelu VUT100 s ohledem na provedená certifikační měření (LLDD, LLSC, LLSF) jsme narazili na dva významnější problémy, které mohou zásadním způsobem ovlivnit charakter dosažených výsledků:

- Korektní reprezentaci buzení modelu
- Nalezení vhodné metody detekce povrchových proudů na trupu letounu během simulační analýzy

Ad. 1) Jak již bylo řečeno v předchozí části této kapitoly, buzení měřené konstrukce je v případě metody LLDD realizováno skrze tzv. soustavu zpětných vodičů, které jsou vhodným způsobem rozmístěny v jejím okolí (viz Příloha č. 15, Obr. P. 15.1). Cílem tohoto uspořádání buzení testovaného objektu je co nejvíce se přiblížit takovému chování povrchových proudů na konstrukci letounu během pozemních testů, jaké bychom mohli sledovat v případě, kdy je letadlo situováno ve volném prostoru.

Je ovšem nutné si uvědomit, že ačkoliv dokážeme docílit skrze soustavu zpětných vodičů velmi podobného chování povrchových proudů jako v případě letadla ve volném prostoru, není možné takto realizovaný způsob buzení konstrukce letounu nahradit pouhou rovinnou vlnou, jelikož ta by přirozeně v drtivé většině případů vedla k velmi rozdílným výsledkům, z pohledu jejich korespondence se změřenými daty (zejména pak vlivem rozdílů v polarizaci budícího pole, odlišných výkonových poměrů, kalibračních problémů, vazby sítě zpětných vodičů s modelem, apod.).

Proto je mnohem schůdnější integrovat vytvořenou soustavu zpětných vodičů, jež byla použita během LLDD testů, přímo do samotné simulační úlohy, čímž výrazně snížíme případné nejistoty spojené s její aproximací. S jejich integrací do simulačního prostředí jsou ovšem spojena jistá úskalí, která je nutné pro dosažení dostatečně věrné shody jejich chování se změřenou realitou vyřešit. Mezi ně patří zejména:

- Dostatečně přesná geometrická reprezentace vytvořené soustavy zpětných vodičů (geometrické nejistoty spojené s korektním určením jejich rozměrů a správné pozice vůči analyzovanému modelu)
- Problémy spojené s jejím správným galvanickým propojením s měřenou konstrukcí (zejména problémy u FDTD/FIT metod, které spadají do oblasti zasíťování modelu)
- Zvýšení nároků na simulaci v případě nedostatečně upravené reprezentace sítě simulačního modelu (je možné výrazné zvýšení jak HW, tak i časových nároků)

V případě LLSC a LLSF testů může být řešení úskalí spojených s korektní definicí buzení testovaného modelu komplikovanější ještě více. Jedním z kritických problémů byla v případě měření VUT100 skutečnost, že vzdálenost mezi budícími anténami a ozařovaným letounem čítala pouhé 3 m, díky čemuž se na nízkých kmitočtech - cca. do 200 až 300 MHz - zákonitě dostáváme do oblasti blízkého pole a nemůžeme tak zaručit podmínky definované normou (viz [158]).¹⁴³ Tak nastala situace, kdy bylo nutné se rozhodnout, jakým způsobem daný stav zohlednit v rámci definice simulační úlohy, respektive vhodné aproximace realizovaného buzení.

Z pohledu realističnosti popisu dané situace se přirozeně jeví jako nejlepší varianta, kdy bude do simulační úlohy začleněna i samotná budící anténa, jež by byla umístěna ve stejné pozici vůči testovanému objektu, jak tomu bylo během samotných měření. S tímto řešením jsou ovšem svázána i určitá úskalí, která dokážou za určitých okolností velmi efektivně zabránit jejímu uskutečnění. Jeden z nejkritičtějších problémů v tomto případě představuje již samotná náročnost realizace takto definované simulační úlohy, a to jak z

¹⁴³ V tuto chvíli je dobré připomenout, že zde díky rozměrům samotné semi-anechoické komory a použitých antén nebyla jiná možnost, jak v rámci těchto měření tuto skutečnost obejít.

pohledu časových, tak i hardwarových nároků, které s ní mohou být spojeny, pokud nenalezneme vhodný způsob, jak daný problém efektivně obejít.¹⁴⁴

Korektní reprezentace budícího zdroje pomocí začlenění konstrukce antény do simulační úlohy byla blíže analyzována ve spolupráci s univerzitou TUHH (viz [159]). V rámci této práce je tato problematika ovšem řešena pouhou aproximací reálné konstrukce příslušných antén pomocí rovinné vlny, a to z důvodu již zmiňovaných extrémních nároků, spojených s jinými možnými variantami řešení tohoto problému. Díky této skutečnosti je zde tedy u dosažených výsledků možné očekávat i určité rozdíly, které by mohly být tímto zjednodušením přímo zapříčiněny.

Další problémy, na něž můžeme v podobných situacích běžně narazit, jsou spojeny s celkovou mírou přesnosti, s jakou dokážeme určit aktuální pozici antén během měření a následně je převést do virtuálního prostoru vytvořené simulační úlohy.

Ačkoliv se tento druh problémů nemusí zdát na první pohled příliš kritický, je dobré si uvědomit, že již samotné pozice umístění dílčích objektů v rámci sledovaného prostoru je obtížné určit běžnými způsoby s větší přesností, než je $\pm 5\text{-}10\text{ cm}$. V případě určení úhlů sklonu antén a jejich natočení vůči testovanému objektu pak nelze počítat s menšími odchylkami, než je $\pm 5^\circ$.¹⁴⁵

Jedním z možných řešení, jak dosáhnout z tohoto pohledu lepší reprodukovatelnosti změřené reality je poté již pouze použití speciálních metod, jež se používají pro přesné zaměření objektů ve sledovaném prostoru (například viz kapitola Kap. 4.2.2)

Ad. 2) Ačkoliv zde existuje více cest, jak zjistit chování povrchových proudů, které byly vypočteny z dílčích výsledků (E, H, J) získaných v obou zde použitých simulačních prostředích (FIT, MoM), všechny tyto metody mají své specifické nedostatky, jež nás nutí pečlivě zvažovat, jakou z nich bude nejvhodnější v dané situaci použít, s ohledem na konečnou formu výsledků, které budeme porovnávat s dosaženými výsledky provedených testů.

S ohledem na všechny možnosti, které se zde nabízely, byla vybrána metoda, jež nám dokáže za daných okolností poskytnout relativně přesnou představu o chování povrchových proudů v oblasti našeho zájmu, a to bez nutnosti vynaložení neúměrných výpočetních a paměťových nároků při jejich zpracování. Vybraná metoda je založena na definici Ampér-Maxwellova zákona, který může být zapsán následujícím způsobem:

$$\oint_{\partial S} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu \iint_S \left(\mathbf{J} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{S} \quad (4.1)$$

Tento vztah ve své podstatě říká, že součet příspěvků magnetického pole \mathbf{B} podél libovolně zvolené smyčky, jenž definuje okraje plochy S , je roven součtu celkové hustoty elektrického proudu \mathbf{J} , tekoucího skrze jakýkoliv povrch, jenž tuto smyčku protíná, a posuvnému proudu $\partial \mathbf{E} / \partial t$, který prochází skrze plochu S .

¹⁴⁴ Tento typ problémů je nejčastěji spojen s metodami výpočtu, jež jsou založeny na principu konečných diferencí - CFL kritérium. Naopak v případě simulačních prostředí založených na MoM je možné považovat dopad tohoto druhu problémů za velmi malý. Důvodem je zde skutečnost, že zvýšení nároků na samotný výpočet tohoto typu simulačních úloh, společně s běžně používanými typy antén - dipólová, logaritmicko-periodická, atd. -, nepředstavuje v tomto případě v porovnání s celkovým počtem neznámých příliš velký nárůst.

¹⁴⁵ Celková schopnost dosáhnout během přerušovaných či déle trvajících měření (více jak týden) dostatečné přesnosti z pohledu reprodukovatelnosti postavení budících zdrojů a testovaného objektu vůči sobě je pak už obtížně řešitelnou úlohou sama o sobě.

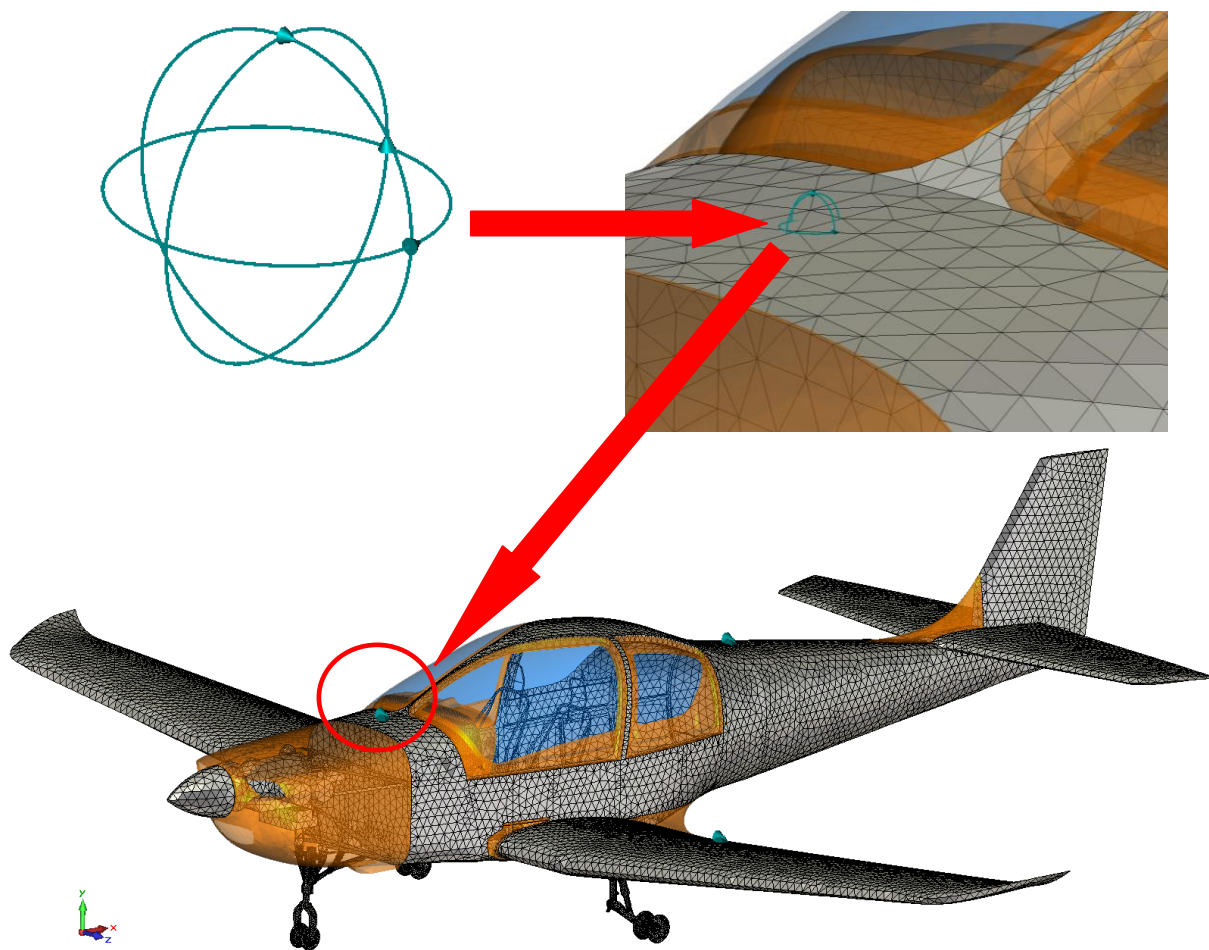
Výhody, které nám ze svého principu tato metoda pro zjištění povrchových proudů nabízí, můžeme shrnout do následujících čtyř bodů:

- Nízké hardwarové nároky na zápis, uchování a následné zpracování všech potřebných dat, jež potřebujeme k vyjádření požadovaného chování povrchových proudů.
- Relativně jednoduchá implementace této metody prakticky ve všech používaných výpočetních prostředích (MoM, FIT, FDTD, FEM, atd.)
- V principu se jedná o velmi podobný způsob detekce chování povrchových proudů, jaký byl využit během experimentálních měření, a to včetně charakteristických problémů, jež jsou s použitým typem senzorů spojeny - sondy založené na principu RF transformátoru (tyto senzory detekují celkovou velikost povrchových proudů, které tečou v definovaném směru skrze nezanedbatelně širokou oblast, která svými rozměry v rámci vytvořené sítě simulačního modelu běžně přesahuje více než jednu výpočetní buňku / element).¹⁴⁶
- Celkové chování povrchových proudů ve sledované oblasti daného povrchu může být jednoduše vyjádřeno pomocí dvou vhodně umístěných smyček (detekované proudy jsou přímo svázány s orientací daného povrchu v prostoru - nejsou tedy přímo svázány se samotným souřadným systémem, kterým je daný výpočetní prostor definován).

Nevýhody navrženého řešení pak spočívají zejména v limitních možnostech popisu definované trasy integrace a v integraci pole podél této trasy, což může zapříčinit výrazné rozdíly ve zjištěném chování povrchového proudu, v závislosti na orientaci použité smyčky. Za situace, kdy pro zjištění chování povrchových proudů na obecně orientované ploše použijeme tři na sebe kolmé smyčky (viz Obr. 4.6), měl by být výsledný proud jedné z uvažovaných smyček v ideálním případě, v závislosti na konkrétním zasítování dané oblasti, buďto prakticky nulový (smyčka neprochází zasítovanou plochou), nebo roven povrchovému proudu jedné z předešlých dvou smyček (té, v níž mají uvažované povrchové proudy stejný směr).

¹⁴⁶ Je zde také dobré si uvědomit, co vlastně při užití této metody detekujeme. S touto metodou je totiž svázán i problém, že tyto sondy v případě výpočtů založených na principu FD neudávají pouze informaci spojenou s povrchovými proudy ve sledované oblasti, ale i se samotným elektromagnetickým polem v jeho blízkosti (posuvný proud). Tím pádem, za specifických okolností, dostáváme skrze takto vytvořenou sondu informaci, jenž se rovná součtu zjištěného chování námi sledovaného povrchového proudu a dílčího chování té části okolního budícího pole (např. H), jenž je příhodně orientováno vůči zvolené integrační smyčce (většinou se jedná o vhodně orientovanou složku intenzity magnetického pole). V záznamu se tak tedy může objevit i chování samotného budícího pole.

Zdali je ovšem tato metoda oproti jiným méně přesná při jejich porovnání s reálnými výsledky měření, které byly zjištěny pomocí sondy založené na principu RF transformátoru, je ovšem diskutabilní, jelikož tyto senzory mohou vykazovat obdobné problémy, jako zde diskutovaná varianta detekce povrchových proudů, založená na integraci vhodně orientovaných složek intenzity pole po definované smyčce.



Obr. 4.6 Ilustrační reprezentace použitých sond pro zjištění povrchových proudů (pozice MC1)

4.1.2.2 Základní popis vytvořených simulačních úloh letounu VUT100

Tato podkapitola je zaměřena na stručné shrnutí základních parametrů simulačních úloh letounu VUT100, které byly vytvořeny v rámci prací souvisejících s ověřením schopnosti simulačních prostředí CST MWS a CONCEPT II dosáhnout uspokojivé shody se zjištěným chováním elektromagnetického pole a jeho účinků, jež byly získány prostřednictvím provedených měření na volném prostranství, dle [126].

Bližší popis a podmínky provedených testů, kterým jsme se chtěli těmito simulačními úlohami přiblížit, jsou uvedeny v kapitole Kap. 4.1.1 (typy testů, pozice a charakter měřících bodů, způsob a orientace buzení testovaného objektu, apod.). Diskuzi o možných problémech, které by mohly být obecně spojeny s mírou jejich realistické reprezentace v simulačních prostředích, je možné nalézt v podkapitolách Kap. 4.1.2.1 a Kap. 4.2.2.1.

Základní geometrický model letounu, který byl použit ve všech zde provedených simulačních analýzách, vychází z původní geometrie prototypu letounu, jenž byla vytvořena v prostředí Pro/Engineer. Tuto geometrii bylo nutné před jejím použitím významným způsobem upravit, což bylo v tomto případě provedeno pomocí pre-processoru ANSA.[160]

Výstupem těchto zjednodušujících a "čisticích" úprav původní geometrie pak byla nestrukturovaná, trojúhelníková povrchová síť.¹⁴⁷ Dílčí topologické části modelu letounu

¹⁴⁷ "Povrchová síť" je běžně používaný výraz pro typ sítě, jehož elementy nemají definovanou tloušťku - jsou tvořeny čistě 2D elementy. V takovýchto případech ztrácíme v rámci geometrické reprezentace původního

VUT100 byly v rámci vytvořené sítě rozděleny dle materiálové a funkční příslušnosti do několika skupin, které tak umožňovaly jeho komfortní přípravu v obou prostředích použitých simulačních softwarů.

Za nejvíce kritické úpravy původní geometrie modelu, které mohou vést k případným odchylkám jeho upravené verze z pohledu korespondence jejího chování s reálnou předlohou, můžeme označit následující provedená zjednodušení:

- Veškeré reálné spoje dílčích částí konstrukce letounu byly nahrazeny ideálním vodivým spojením (nýtové, šroubové, bajonetové spoje, apod.)
- Spojení dvou materiálově odlišných částí konstrukce je uskutečněno skrze jejich společné plochy, či hrany (spojení kompozitních částí s trupem, oken s okenními rámy, apod.)
- Veškeré konstrukční části, jejichž rozměry nepřesahovaly cca. 2 - 5 cm byly z modelu buďto zcela vyloučeny, nebo výrazně zjednodušeny (vyztužovací lemy trupu, deska avionického panelu, mechanické systémy malých rozměrů, posuvné ližiny, apod.)

Takto upravenou geometrii modelu je možné vidět společně s materiálovým rozdělením jeho dílčích částí na obrázku Obr. 4.7 - tzv. "komplexní" model letounu VUT100.

Z materiálového pohledu je možné zde vytvořený "komplexní" model rozdělit do dvou základních skupin, které se od sebe zásadně liší svými charakteristickými elektrickými vlastnostmi (viz Obr. 4.7). Žlutě vyznačená skupina s označením "EP02" zde zastupuje kategorii kompozitů, jejichž vrstvy jsou vytvořeny ze skelného laminátu a běžně se na letadle používají jako kryty pro anténní a radarové prvky - jsou tedy radioprůzračné. Šedě zbarvené partie letounu zde naopak představují všechny kovové, dobře vodivé části konstrukce, které jsou v simulačním modelu nahrazeny pomocí PEC aproximace. Zbýlé nevodivé dielektrické prvky, jako jsou okna z plexiskla, polstrování, izolace, dielektrická obložení a čalounění, či gumová kola podvozku, byly ze simulační analýzy vyřazeny.

Abychom mohli v rámci zvolených simulačních prostředí co nejpřesněji charakterizovat chování kompozitního materiálu "EP02", byly v průběhu řešení projektu HIRF-SE laboratorně změřeny jeho přenosové a stínící vlastnosti [161]

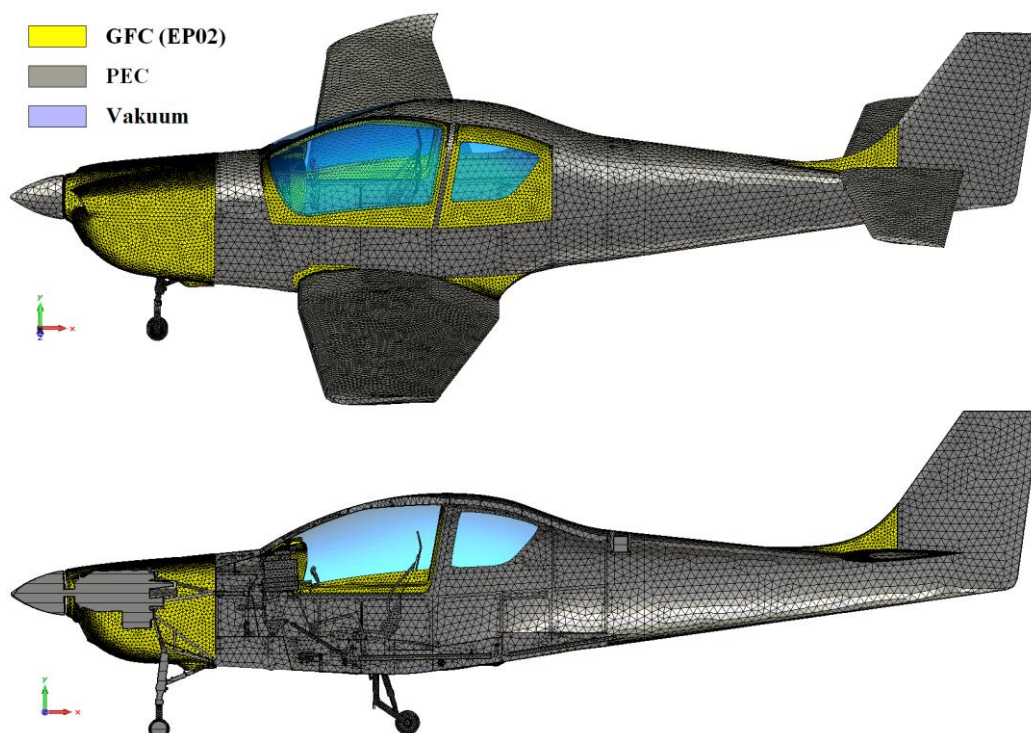
Na základě těchto zjištěných vlastností byl v případě MWS tento kompozitní materiál nahrazen homogenní, frekvenčně závislou dielektrickou náhradou - Debye disperze prvního řádu. Dosaženou shodu mezi vytvořenou náhradou a jejími reálnými vlastnostmi je možné posoudit z níže uvedeného grafu Graf 4.1, kde $\epsilon_{\infty} = 5,07$ a $f_R = 36$ MHz.

V případě prostředí CONCPET II (MoM) byly všechny části, které byly vyrobeny z málo vodivých, dielektrických a radioprůzračných materiálů, z modelů zcela odstraněny a nepodílely se tak žádnou měrou na provedených simulačních analýzách (EP02, dielektrické části). Důvodem tohoto zásadního zjednodušení chápání materiálové podstaty dílčích částí reálné předlohy simulačního modelu zde byly extrémní časové a hardwarové výpočetní nároky, které bez těchto úprav v daném okamžiku nebylo možné pomocí dostupných prostředků obejít.

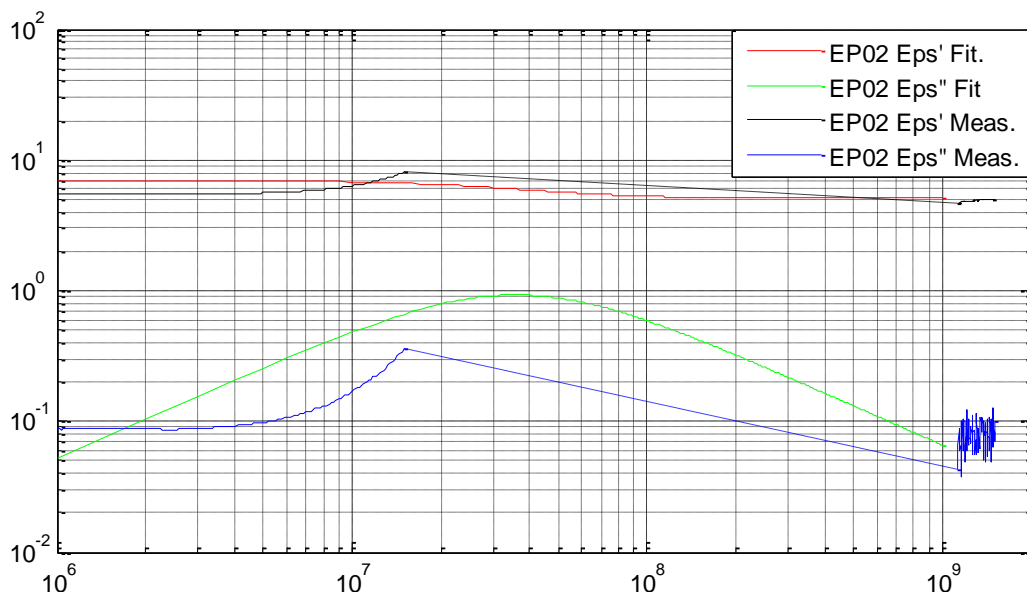
Shrnutí nejdůležitějších informací spojených se simulačními úlohami, které byly vytvořeny na základě provedených reálných měření (viz kapitola Kap. 4.1.1), je možné nalézt v tabulce

modelu informaci o tloušťce definovaného materiálu. Při takovéto reprezentaci objemu tedy tyto elementy popisují pouze vnější povrch daného objektu - těleso je duté.

Tab. P. 16.3, jež je uvedena v příloze Příloha č. 16.



Obr. 4.7 Komplexní model letounu VUT100 a materiálové rozložení jeho dílčích částí (MWS)



Graf 4.1 Frekvenční závislosti dílčích složek komplexní permitivity zjednodušeného materiálového modelu kompozitu EP02 ("Meas" - změřené chování, "Fit" - Debye aproximace)¹⁴⁸

Nastavení dílčích parametrů buzení vytvořených simulačních úloh se lišilo dle charakteru měřené úlohy, které jsme se snažili přiblížit. V případě LLDD testů byl jako zdroj buzení použit obyčejný diskretní port, který budil systém zpětných vodičů obdobným způsobem, jaký je znázorněn na obrázku Obr. 4.8.¹⁴⁹ U simulačních úloh popisujících testy LLSC a LLSF byla jako zdroj buzení použita obyčejná rovinná vlna, jejíž orientace vůči

¹⁴⁸ Část pásma, jež je v grafu vyznačena čárkovanou čarou, nebylo možné z technických důvodů proměřit.

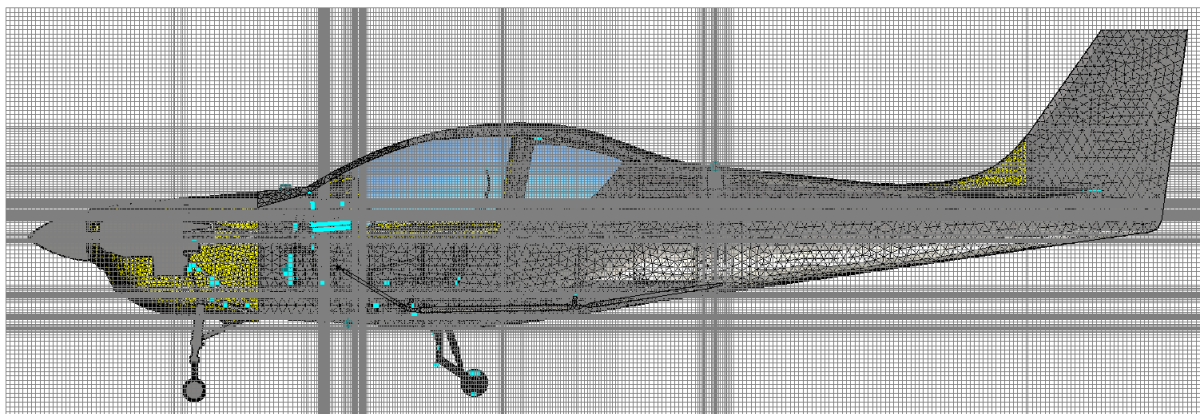
¹⁴⁹ Díky specifickému charakteru použité konstrukce zpětných vodičů, který je chráněn dohodou o mlčenlivosti mezi firmami Evektor a EMCC, zde nemohl být tento způsob buzení prezentován přímo na modelu VUT100.

letounu odpovídala těm směrům, ze kterých byl ozařován během svého měření (viz Tab. 4.1). Důvody, jež vedly k takovému zjednodušení charakteru reálně použitého budícího zdroje, byly především spojeny s nezbytnou úsporou jak časových, tak i hardwarových nároků, zejména pak v případě simulačního prostředí MWS.

Z pohledu vlastností okolního prostředí, byl simulovaný letoun v obou případech použitých simulačních prostředí umístěn nad ideálně vodivou zemní rovinou ($E_t = H_n = 0$) a jeho zbylé okolí bylo definováno pomocí vhodně zvolených okrajových podmínek jako otevřený, bezodrazový prostor. Výjimku zde představuje pouze varianta ozáření ve směru AP1, kdy vzhledem k relativně velkému sklonu elevace antény vůči zemní rovině byla ověřena i dříve diskutovaná teorie o možném nahrazení zemní roviny zrcadlovým obrazem analyzovaného objektu (viz Kap. 4.1.2.2, Příloha č. 12).

Na závěr popisu nastavení vytvořených simulačních programů, je zde důležité také blíže osvětlit, jakými způsoby byla připravena původní importovaná geometrie "komplexního" modelu VUT100,¹⁵⁰ k jejímu finálnímu zpracování v samotných výpočetních jádrech zde zvolených simulačních programů.

V případě MWS je tato problematika relativně jednoduchá, jelikož tento software v sobě již obsahuje všechny potřebné nástroje, které jsou nutné pro efektivní konverzi vstupní, importované "geometrie" námi připraveného modelu, do takové podoby, jež je vhodná pro zvolený řešič (FIT). Základní parametry použité sítě pro LLSF, LLSC byly odvozeny ze zvolené maximální frekvence simulace ($f_{max} = 1000$ MHz) a minimální možné diskretizace výpočetního prostoru ($\lambda_{max}/10$), jež byly u těchto úloh nastaveny. Vzhledem ke geometrické a materiálové komplexnosti načteného modelu pak byla takto vytvořená síť v jeho dílčích oblastech dále upravována takovým způsobem, aby za zvolených simulačních podmínek poskytla optimální kompromis mezi co nejpřesnějším popisem chování elektromagnetického pole v definovaném výpočetním prostoru (jemnost a kvalita sítě) a její únosností z pohledu potřebných nároků na výpočet (HW a časové nároky). Ukázku takto vytvořené sítě v rámci analýz zaměřených na LLSF testy je možné vidět na obrázku Obr. 4.8.

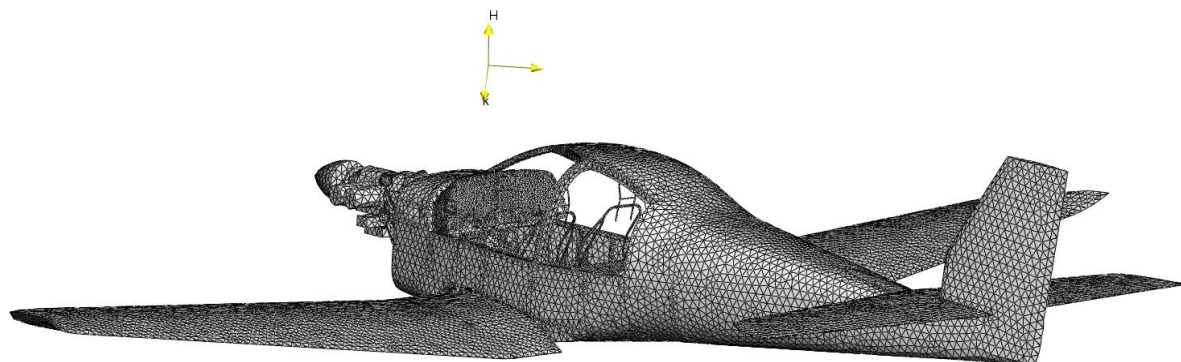


Obr. 4.8 Ilustrační znázornění dosažené kvality strukturované sítě modelu letounu VUT100 u varianty LLSF (komplexní model; MWS)

Nastavení potřebné kvality sítě vhodné pro výpočty v prostředí CONCEPT II bylo poněkud obtížnější. Tento program v sobě nezahrnuje žádné vhodné nástroje, které by mohly být použity pro dodatečné úpravy kvality sítě importovaného modelu, díky čemuž bylo nutné původní "komplexní" model příhodně upravit již před jeho importem do tohoto simulačního prostředí.

¹⁵⁰ Touto "geometrií" je zde myšlena původní nestrukturovaná síť letounu, která byla předem připravena v pre-processoru ANSA a je blíže popsána v úvodní části této podkapitoly

Jedním s nejdůležitějších aspektů, na který bylo nutné při přípravě této sítě brát ohledy, byla zvolená metoda jeho výpočtu - EFIE. Obecným znakem této metody jsou, s ohledem na typ zde řešených úloh, extrémně velké hardwarové nároky na výpočet. Z tohoto důvodu zde bylo nutné omezit frekvenční rozsah analýzy do rozmezí od 20 MHz do 450 MHz ($\lambda_{max}/8$). Abychom dosáhli této maximální frekvence, bylo ze stejného důvodu dále nutné i významně zjednodušit podvozkovou část letounu, u níž se nepředpokládalo významné ovlivnění sledovaných veličin ve specifikovaných oblastech našeho zájmu. Ilustrační ukázka výsledné sítě tohoto "zjednodušeného" simulačního modelu je uvedena na obrázku Obr. 4.9. [152]



Obr. 4.9 Ukázka použité sítě "zjednodušeného" simulačního modelu letounu VUT100 pro metodu EFIE

4.1.2.3 Ilustrační výsledky simulací letounu VUT100

V této podkapitole budou stručně představeny některé z dosažených výsledků simulačních úloh letounu VUT100, jež byly blíže popsány v jejich předcházejících částech (viz kapitoly Kap. 4.1.1, Kap. 4.1.2.1, Kap. 4.1.2.2).

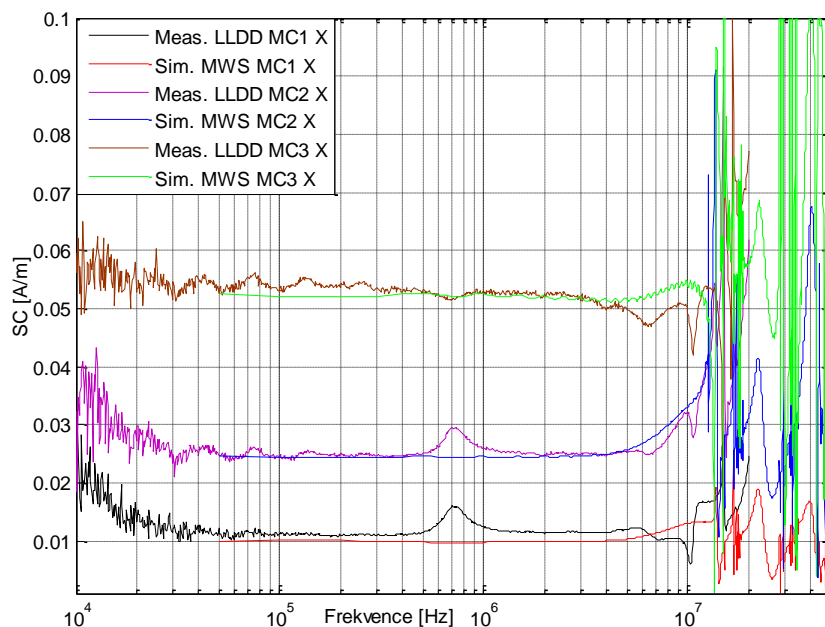
V rámci zachování zavedeného sledu jsou zde nejprve postupně prezentovány povrchové proudy (SC - *Surface Current*), které byly získány ze simulačních úloh vytvořených na základě realizovaných měření dle metod LLDD a LLSC. Po nich jsou pak dále uvedeny výsledky, které popisují zjištěné chování intenzit elektrického pole (FI - *Field Intensity*) v dílčích vybraných oblastech vnitřního prostoru letounu pomocí metody LLSF.

Prezentovaná shoda mezi reálným a virtuálně zjištěným chováním výše uvedených veličin zde bude zastoupena především výstupy simulací, jež byly získány pomocí MWS. Důvodem je fakt, že simulace v prostředí CONCEPT II svým záběrem oproti MWS nezasahovaly do všech variant realizovaných měření, které byly v rámci provedené kampaně definovány. Toto, společně s více zjednodušujícím charakterem některých z úprav samotného simulačního modelu v tomto prostředí, zde poté posunuje úlohu těchto konkrétních výsledků spíše do roviny vhodného prostředku, který zde může pomoci potvrdit korektnost simulací dosažených v prostředí MWS, a tím i více zúžit potenciální oblast možných příčin, jež by mohly způsobovat případné zjištěné rozdíly mezi těmito simulacemi a samotným měřením.

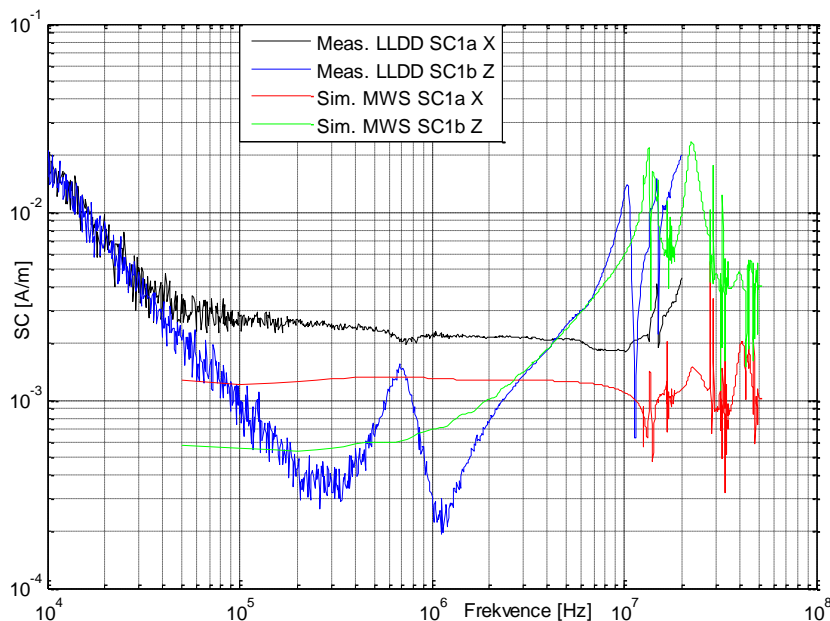
Ukázku celkového zhodnocení zde prezentovaných výsledků dle postupu doporučeného v [126] je možné nalézt v Tab. P. 19.1 v příloze Příloha č. 19. Uvedená ukázka se skládá z tabulky, která obsahuje základní parametry provedeného testu (testovaná platforma, testovaný bod, parametry budícího zdroje, frekvenční rozsah a zhodnocení korespondence výsledků dle IELF), orientační obrázek pozice měřeného bodu a použitého budícího zdroje vůči konstrukci letounu, a tři výsledkové grafy. První z těchto grafů představuje přímé porovnání změřených a simulovaných výsledků mezi sebou. V druhém grafu jsou tato data postupně průměrována přes 5% svého aktuálního frekvenčního rozsahu ($BW_{5\%}$) a prezentována společně s jejich amplitudovou obálkou (ENV; viz [126]: Eq. 10, Kap. 6, Kap. 7). Poslední z uvedených grafů

poté reprezentuje dosažený rozdíl mezi těmito amplitudovými obálkami (v dB příslušné jednotky porovnávané veličiny).

První dva ze zde uvedených grafů představují zjištěné výsledky chování povrchových proudů na simulačních modelech, jež byly přizpůsobeny charakteru provedených testů dle metody LLDD (Graf 4.2, Graf 4.3). Základní informaci o pozicích, v nichž byly tyto povrchové proudy měřeny, je možné určit z ilustračního obrázku Obr. 4.10 (bližší informace je možné nalézt v rámci kapitoly Kap. 4.1.1: viz Obr. 4.3, Příloha č. 16, Tab. P. 16.1).



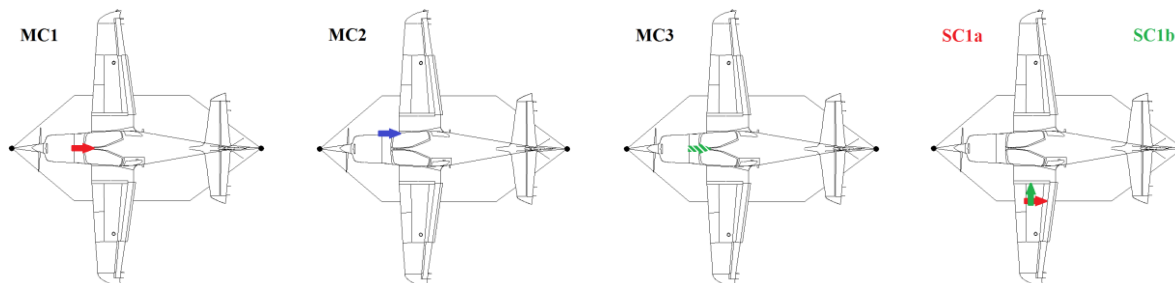
Graf 4.2 Porovnání získaných SC na pozicích MC1, MC2, MC3 pro LLDD (VUT100; MWS vs. měření)



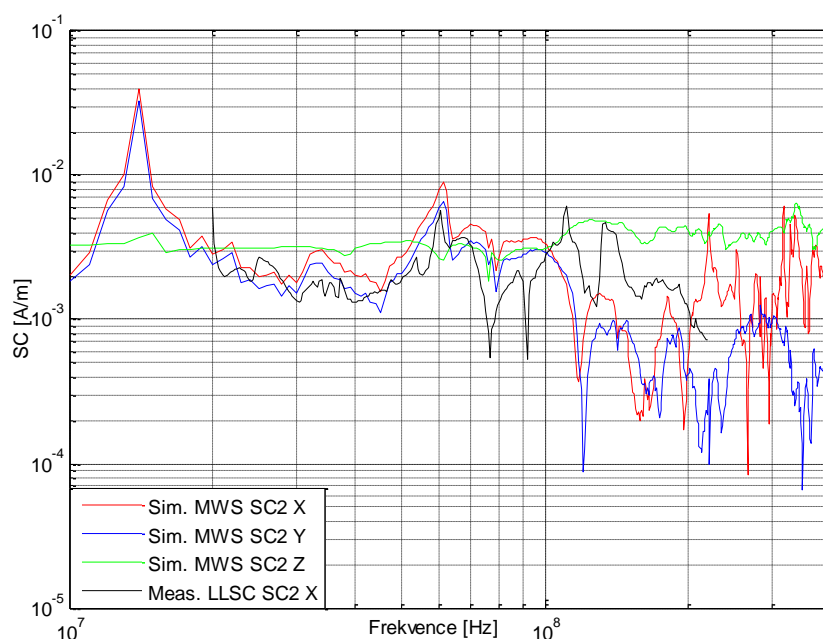
Graf 4.3 Porovnání získaných SC na pozicích SC1a / SC1b pro LLDD (VUT100; MWS vs. měření)

Výrazné výkyvy v chování povrchových proudů, jež můžeme pozorovat na výše uvedených grafech ve frekvenční oblasti nad 10 MHz, jsou zapříčiněny samotnou zpětnou soustavou vodičů, která se snižující se vlnovou délkou začíná silně rezonovat, a tím i přestává plnit svůj účel stálého a dobře definovaného buzení analyzované konstrukce letounu. Nepřirozené chování změřených výsledků, které lze pozorovat na počátku zvoleného

frekvenčního rozsahu, je způsobeno zvýšenou úrovní šumu během měření (cca. 10 - 100 kHz; [157]). Menší úroňové špičky v okolí 750 kHz v případě pozic MC1, MC2 a SC1b doposud nebyly průkazně vysvětleny. Jako jedna z možných teorií o jejich vzniku se nabízí - s ohledem na podstatu použité měřicí sondy - chvilkové mírné ovlivnění (resp. vazba) měřicí aparatury samotnou vytvořenou budící konstrukcí.¹⁵¹



Obr. 4.10 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných SC na letounu VUT100 (LLDD)



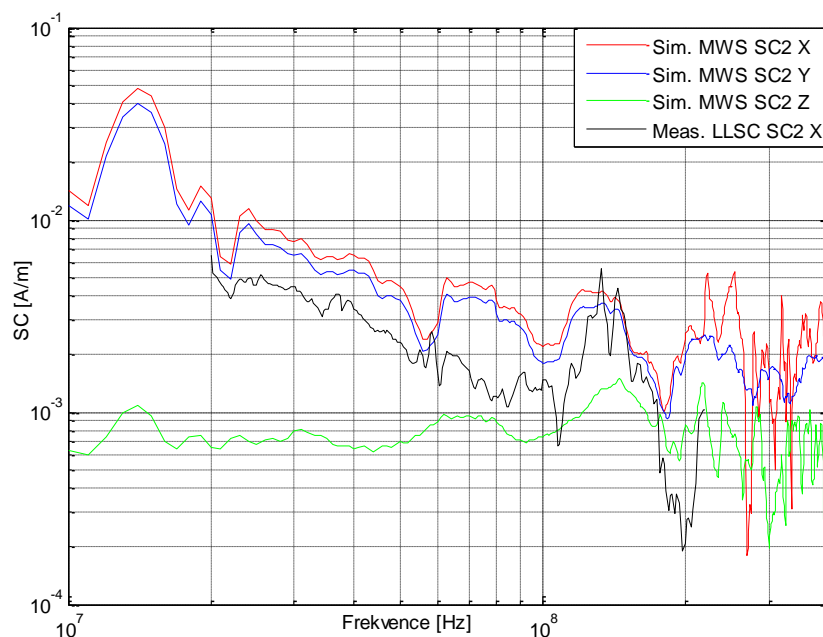
Graf 4.4 Porovnání získaných SC na pozici SC2 pro LLSC (VUT100; V pol.; AP2)

Následující čtyři grafy ilustrují dosaženou shodu mezi chováním povrchových proudů zjištěných pomocí vytvořených simulačních modelů a měření, jež svou koncepcí odpovídaly metodice testů LLSC. Orientační pozice měřících bodů a dílčí orientace zdrojů vůči konstrukci letounu, které jsou s těmito variantami realizovaných testů spojeny, je možné vidět na obrázku Obr. 4.11 (bližší informace jsou uvedeny v Kap. 4.1.1 a příloze Příloha č. 16).

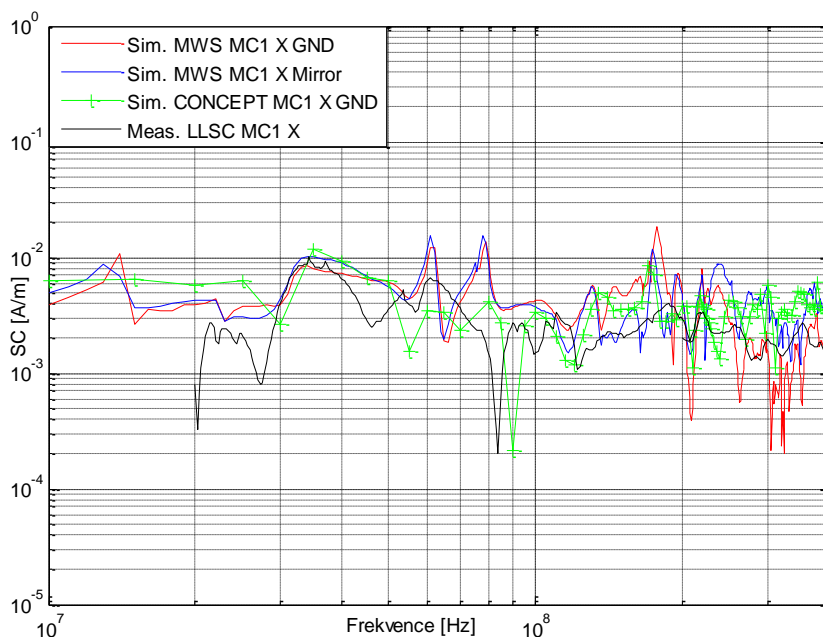
První dva z těchto grafů reprezentují chování povrchových proudů v pozici SC2, při ozáření letounu vertikálně a horizontálně polarizovaným zdrojem elektromagnetického pole ze směru AP2 (Graf 4.4, Graf 4.5). V rámci těchto grafů je možné vidět výstupy zjištěného chování povrchových proudů, kterých bylo dosaženo pomocí sady na sebe vzájemně kolmých proudových sond - smyček (viz Obr. 4.6). Důvod, proč je zde možné pozorovat prakticky stejné chování u smyček, jejichž roviny jsou kolmé vůči osám X a Y, spočívá v principu samotné metody použité detekce těchto proudů, jež byla blíže rozebrána v kapitole Kap. 4.1.2.1.

¹⁵¹ Jedna ze zajímavostí tohoto jevu, která by mohla tuto teorii podpořit, je i skutečnost, že obdobné odchylky lze pozorovat na získaných výsledcích některých z měřených pozic na letounu EV55 (viz Graf 4.13).

Takto prokázané a matematicky korektní chování zjištěných povrchových proudů, společně s jejich velmi dobrou korespondencí s reálně změřenými daty, pak zřetelně potvrzuje, že zvolená varianta detekce povrchových proudů je pro daný typ úlohy a použitých simulačních prostředí zcela dostačující.



Graf 4.5 Porovnání získaných SC na pozici SC2 pro LLSC (VUT100; H pol., AP2)



Graf 4.6 Porovnání získaných SC na pozici MC1 pro LLSC (VUT100; V pol., AP1)

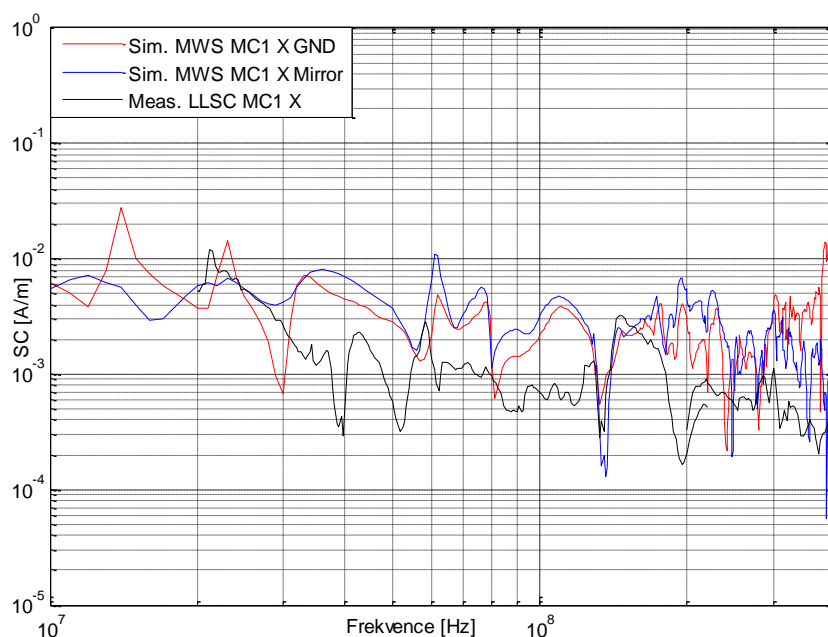
Zbylé dva grafy z této čtveřice znázorňují chování zjištěných povrchových proudů v bodě MC1 pro případ, kdy je letoun ozařován ze směru AP1 (Graf 4.6, Graf 4.7). Jak je možné vyčíst z parametrů uvedených v Tab. 4.1, tento směr ozáření konstrukce již nelze pokládat za rovnoběžný se zemní rovinou, což zde z pohledu zpracování a korektní reprezentace zjištěného chování sledovaných veličin může způsobovat jisté obtíže (viz Kap. 4.1.2.2, Příloha č. 12).

V rámci analýz, které se touto problematikou blíže zabývaly, tak byly vytvořeny dvě odlišné varianty simulačních modelů, jež se lišily pouze v principu vyjádření zemní roviny,

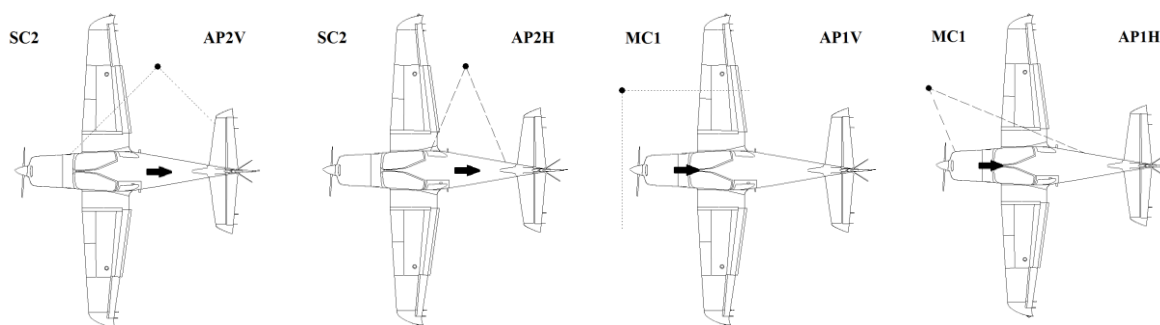
nad níž se letoun během měření nacházel. Varianta, kdy byla zemní rovina nahrazena běžně používanou idealizovanou zemní rovinou ($E_t = H_n = 0$), je zde označena jako "GND". Příklad, kdy byl vliv zemní roviny v rámci simulační úlohy nahrazen zrcadlovým obrazem analyzované konstrukce letounu, je zde poté značen jako "Mirror".

Jak lze z těchto průběhů vidět, obě výše uvedené varianty vykazují velmi podobné chování, a to zejména v případě vertikálně polarizovaného zdroje buzení. Na základě této shody, společně s jejich relativně dobrou korespondencí s výsledky reálných měření, je poté možné usuzovat, že tvrzení o možnostech dílčího využití principu zrcadlového obrazu v rámci obdobného typu simulačních úloh je oprávněné (viz Kap. 4.1.2.2, Příloha č. 12).

Potvrzení skutečnosti, že lze dosáhnout obdobně přesných výsledků i skrze simulační prostředí CONCEPT II, je doloženo na grafech uvedených v příloze Příloha č. 19 (Graf P. 19.1, Graf P. 19.2) a Graf 4.6.¹⁵²



Graf 4.7 Porovnání získaných SC na pozici MC1 pro LLSC (VUT100; H pol., AP1)

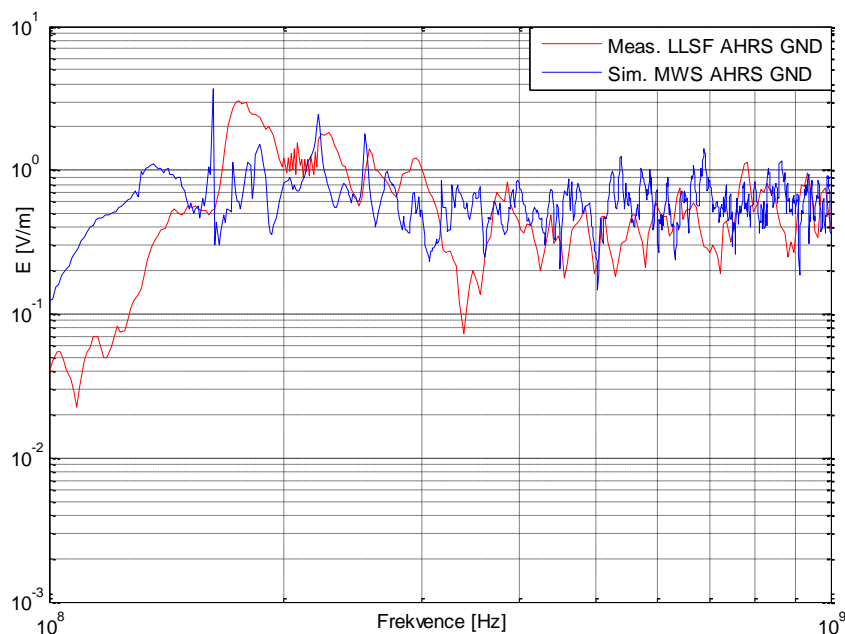


Obr. 4.11 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných SC na letounu VUT100 (LLSC)

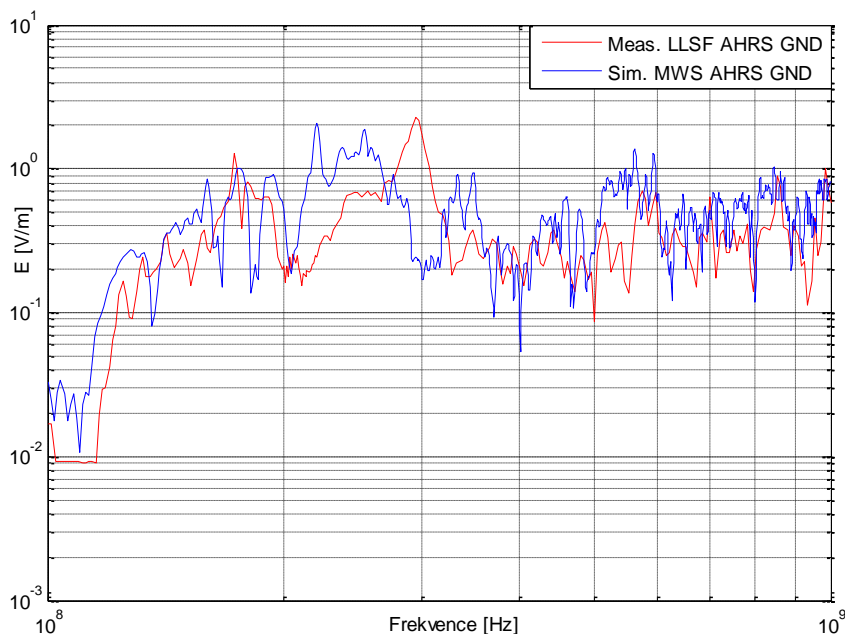
Poslední čtyři zde uvedené grafy ilustrují dosaženou shodu mezi výsledky simulací a měření letounu VUT100 z pohledu chování intenzity elektrického pole v jeho vnitřním prostoru (testy typu LLSF). Přibližné umístění měřených lokalit, společně s příslušnými orientacemi budícího zdroje, je možné nalézt na obrázku Obr. 4.12. Bližší informace o tomto

¹⁵² Výraznější rozdíly mezi dosaženými výsledky MWS a CONCEPTII v případě grafu Graf 4.6 jsou s velkou pravděpodobností způsobeny pouze odlišným nastavením úhlu elevace rovinné vlny vůči zemní rovině (MWS: 10° ; CONCEPTII: 30°). Odlišné nastavení tohoto úhlu v případě CONCEPTII nebylo úmyslné.

typu testů a vybraných měřicích pozicích je možné nalézt v kapitole Kap. 4.1.1 (viz Obr. 4.5, Tab. 4.1) a příloze Příloha č. 16 (Tab. P. 16.2).

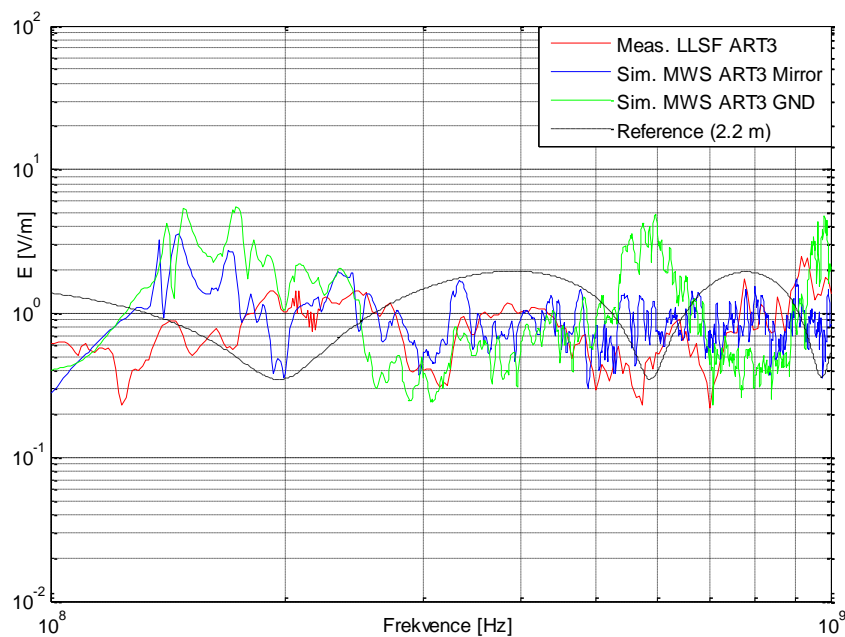


Graf 4.8 Porovnání získaných FI na pozici AHRS pro LLSF (VUT100; V pol., AP2)

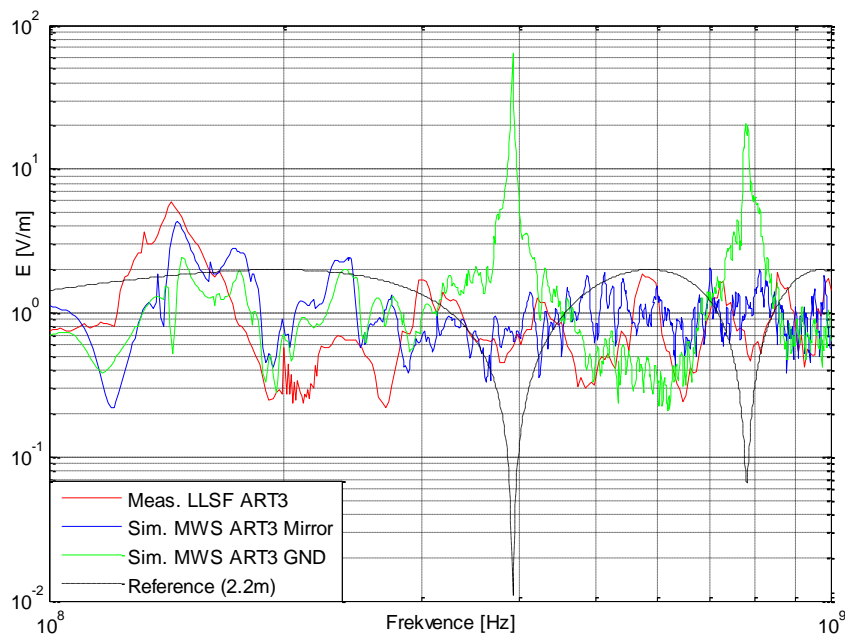


Graf 4.9 Porovnání získaných FI na pozici AHRS pro LLSF (VUT100; H pol., AP2)

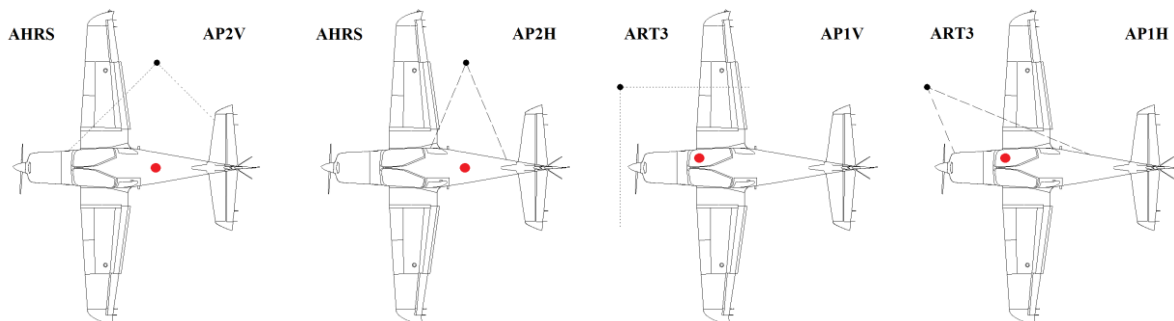
V prvních dvou případech je tato shoda prezentována na pozici AHRS, kdy je konstrukce letounu ozářena ze směru AP2 (viz Graf 4.8, Graf 4.9). Poslední dva z uvedených grafů - Graf 4.10 a Graf 4.10 - zde poté slouží jak k potvrzení, že lze obdobnou velmi dobrou shodu mezi zjištěnými výsledky nalézt i pro jiné měřené oblasti a orientace budícího zdroje (ART3, AP1), tak i jako další ukázka pro zhodnocení odlišného přístupu k vyjádření vlivu zemní roviny v rámci definovaných simulačních úloh letounu VUT100 (viz Kap. 4.1.2.2, Příloha č. 12).



Graf 4.10 Porovnání získaných FI na pozici ART3 pro LLSF (VUT100; V pol., AP1)



Graf 4.11 Porovnání získaných FI na pozici ART3 pro LLSF (VUT100; H pol., AP1)



Obr. 4.12 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných FI na letounu VUT100 (LLSF)

Navzdory obecně velmi dobré shodě prezentované skrze výše uvedenými výsledky ovšem existují i případy, kdy již zjištěná korespondence v chování elektrické intenzity pole obdobně dobrých výsledků zdaleka nedosahuje (viz Tab. 4.5). Dvě z nejkritičtějších oblastí,

kteřé byly během analýzy výsledků zjištěny, a u nichž nelze v žádném případě prohlásit dosaženou shodu za dostatečně uspokojivou, jsou uvedeny v příloze Příloha č. 19, Graf P. 19.3, Graf P. 19.4). Příčiny vzniklých rozdílů budou blíže diskutovány v závěrečném shrnutí dosažených výsledků.

Skutečnost, že obdobných výsledků lze opět dosáhnout i skrze simulační prostředí CONCEPT II (EFIE), je možné ověřit z grafů Graf P. 19.5 a Graf P. 19.6, které jsou uvedeny v příloze Příloha č. 19.

4.1.3 Celkové zhodnocení dosažených výsledků na letounu VUT100

Zde jsou blíže shrnuty poznatky vyplývající z porovnání všech testů provedených během měření letounu VUT100. Toto shrnutí, pomineme-li ilustrační výsledky uvedené v předchozí podkapitole, je z praktických důvodů vyjádřeno pouze formou tabulek, které vyjadřují dosaženou shodu napříč všemi měřicími pozicemi sledovaných veličin a způsoby buzení testovaného letounu pro každou z metod realizovaných měření (LLDD, LLSC, LLSF). Samotné zhodnocení této shody zde spočívá v kombinaci "objektivního" a "subjektivního" prvku. "Objektivní" posouzení je realizováno pomocí algoritmu IELF (číselný údaj o dosažené shodě). "Subjektivní" prvek poté zastupuje běžné zhodnocení dosažené korespondence člověkem (míra shody je vyjádřena pomocí barevné stupnice - princip semaforu).

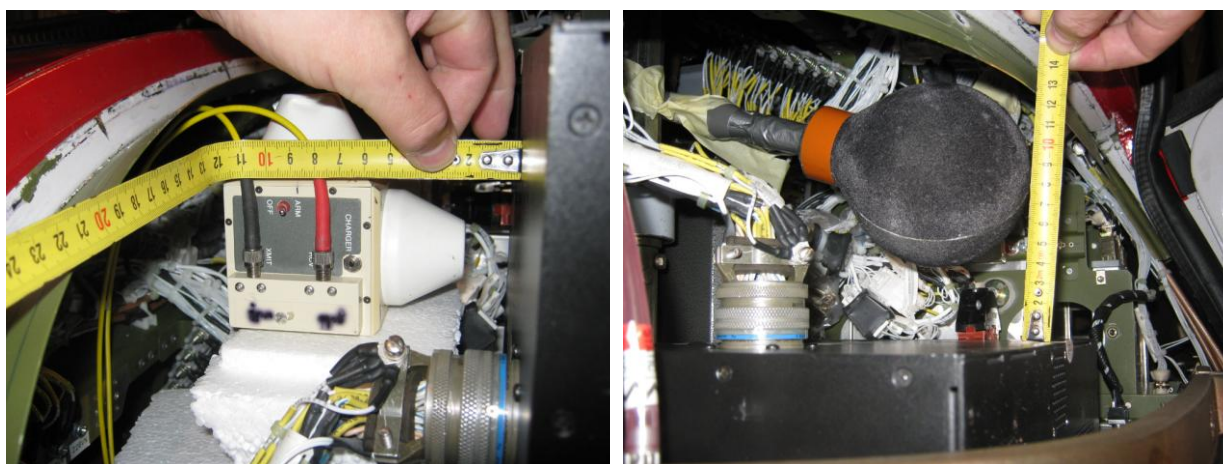
V souvislosti se zhodnocením dosažených výsledků je ovšem vhodné nejprve blíže osvětlit některá z nejkritičtějších úskalí, která s jejich srovnáním úzce souvisí a v určitých případech i přímo odpovídají za významné ovlivnění zjištěného míry vzájemné korespondence mezi nimi. V rámci provedené analýzy je možné tyto obtíže připsat na vrub především dvěma níže uvedeným okruhům řešených problémů:

1. Oblasti s vysokou hustotou kabelových svazků
2. Ověření koncepce separace dílčích příspěvků budícího zdroje v případech, kdy sklon mezi směrem šíření budícího pole a zemní rovinou nelze považovat za zanedbatelný (AP1).

Ad. 1) Jedním ze stěžejních úkolů, které souvisely s měřením letounu VUT100 v rámci projektu HIRF-SE, byla i snaha o co nejpodrobnější zjištění možné míry obecně dosažitelné shody mezi reálně změřenými a simulacemi zjištěnými veličinami, jako byly intenzita elektrického pole, povrchové proudy a dílčí indukované proudy na vybrané kabeláži. Z tohoto důvodu byl při výběru vhodných oblastí určených k takovému druhu ověření kladen důraz i na jejich rozmanitost v obtížnosti popisu v rámci simulačního modelu a jeho následné analýzy. Jako jedny z nejobtížnějších byly zvoleny pozice PFD a ADC, které jsou v letounu VUT100 umístěny v prostoru za přístrojovou deskou avionického panelu (viz Obr. 4.5, Obr. 4.13).

Jak je vidět z níže uvedených obrázků, celkový charakter okolního prostředí, v němž jsou tyto dvě vybrané pozice umístěny, je oproti ostatním vybraným oblastem nejenom podstatně komplikovanější z pohledu možností jeho dostatečně realistické reprezentace, ale je i značně problematický z hlediska samotného měření.¹⁵³

¹⁵³ Velkým problémem byl v těchto případech především samotný fakt, že fyzické rozměry sond, jež byly použity pro detekci sledované intenzity elektrického pole, jsou vůči rozměrům samotné dutiny zanedbatelné. Je tedy velmi pravděpodobné, že už i jejich samotná fyzická přítomnost mohla významným způsobem ovlivnit celkové chování sledované veličiny v dané lokalitě.



Obr. 4.13 Ukázka charakteru okolního prostředí za palubní deskou na pozicích ADC a PFD (LLSF)

Největší problémy jsou v těchto případech spojeny s možnými přístupy popisu samotných kabelových svazků, které tyto prostory z významné části zaplňují.

U simulačních modelů VUT100 byl tento problém s ohledem na maximální možné výpočetní nároky vyřešen jejich kompletním odstraněním, a to bez jakékoliv náhrady.¹⁵⁴ Toto zjednodušení ovšem přirozeně vedlo k tomu, že celkové chování elektromagnetického pole v těchto prostorách bylo definováno pouze jejich fyzickými rozměry, což významným způsobem zlepšilo jejich rezonanční vlastnosti a tím i zapříčinilo jejich výrazné odchýlení od reality (viz Příloha č. 19, Graf P. 19.3, Graf P. 19.4).¹⁵⁵

Ačkoliv zde v tuto chvíli stále neexistuje žádný dostatečně ověřený způsob, jak vhodně aproximovat chování kabelových svazků v takto komplexních případech, je již možné, na základě logiky a úvodních analýz, které byly na obdobná témata publikovány (viz [162], [163]), nastínit některé z pravděpodobných směrů řešení, které by mohly v obdobných případech vést k realističtějšímu popisu chování těchto partií analyzovaného letounu (z pohledu ne-hybridních 3D řešičů):

- Prostor, jenž je z velké části vyplněn kabelovými svazky, nahradíme vhodnou homogenní "výplní", jejíž materiálové parametry budou nahrazovat celkové základní charakteristiky daného prostoru v realitě (ztráty, efektivní permitivita, apod.). Hlavním cílem této aproximace je nahrazení obdobných oblastí na nízkých kmitočtech ($\lambda \gg$ fyzické rozměry dutiny), kde se snažíme především dostatečně věrohodně postihnout jejich ztrátové chování v rámci celého analyzovaného systému.[163]
- Kabelové svazky nahradíme vodiči, které budou sledovat jejich původní trasu (průměr záleží na aktuální situaci - λ vs. \varnothing svazku). Vzhledem k tomu, že je zde ovšem velmi obtížné tyto vodivé trasy vhodně impedančně zakončit (nerealistické rezonanční chování, které může významně ovlivnit i sousedící oblasti), či dostatečně přesně popsat jejich vzájemné elektrické vazby

¹⁵⁴ Mluvíme zde o základních 3D modelech. Žádné komerční simulační prostředí v dané chvíli nemá dostatečné zázemí, aby dokázalo takto komplexní úlohu zpracovat pomocí hybridního řešení (MWS + CS, apod.).

¹⁵⁵ Díky těmto zjednodušením ovšem nemusí být ovlivněny pouze samotné prostory s vysokou hustotou kabelových svazků. Je nutné si uvědomit, že tyto prostory mohou často díky změně svých rezonančních vlastností výrazně ovlivnit i sousední oblasti, které s nimi mají společnou vazbu. V případě prostoru za palubní deskou tak můžeme běžně pozorovat i znatelné ovlivnění oblastí v okolí nohou pilotů (viz zjištěná korespondence výsledků v případě pozice CK).

(významný nárůst výpočetních nároků na analýzu 3D modelu)¹⁵⁶, je využití obdobného typu náhrady poněkud problematické.[162]

- Třetí navrhovaný směr spočívá ve vhodné kombinaci předchozích dvou. Základní kabelové trasy jsou nahrazeny vhodně zvolenými vodiči a jejich ztrátové vlastnosti jsou nahrazeny homogenní "výplní" daného prostoru s vhodně zvolenými parametry.

Ad. 2) Snahu o řešení tohoto druhu problematiky odůvodňuje skutečnost, že v rámci virtuálních analýz lze relativně lehce narazit na situace, kdy idealizované podmínky a zvolená zjednodušení vytvořené simulační úlohy (jako například náhrada budící antény za rovinnou vlnu, či náhrada reálné zemní roviny za její idealizovanou variantu) mohou zapříčinit značné rozdíly ve zjištěných výsledcích oproti samotnému měření, a to i navzdory skutečnosti, že byly tyto výsledky dosaženy a následně zpracovány naprosto stejnými způsoby jako v případě měření.

Názorným ilustračním příkladem může být chování intenzit elektrického pole v grafech Graf 4.10 a Graf 4.11, kde u koncipované simulační úlohy s označením "*GND*" pozorujeme výrazné, nereálné odchylky v podobě falešného rezonančního chování sledované veličiny, jež jsou způsobeny idealizovaným, absolutním chováním analyzovaného systému a jeho důsledků v podobě získaných referenčních dat (blíže rozebráno v Kap 4.2.3; tento druh problémů zde bude dále označován jako "normalizační chyba").

Z tohoto důvodu byla během měřicí kampaně do realizovaných testů začleněna i relativně nestandardní varianta ozáření letounu VUT100 ve směru AP1 (viz Tab. 4.1). Tato varianta měla za úkol značně zkomplikovat využití běžné koncepce popisu simulační úlohy - letoun nad ideálně vodivou zemní rovinou ("*GND*"), a vytvořit tak prostor hledání odlišných přístupů řešení dané úlohy v rámci použitých simulačních prostředí. Koncepce, jež byla navržena pak vycházela z úvah o separaci dílčích příspěvků budícího zdroje nad zemní rovinou (viz Kap. 3.1.2.2, Příloha č. 12), a spočívala v nahrazení vlivu zemní roviny zrcadlovým obrazem konstrukce analyzovaného letounu ("*Mirror*").

Ačkoliv způsob uplatnění této koncepce má i svá významná omezení, z dosažených výsledků, prezentovaných jak ve formě povrchových proudů, tak i chování intenzit elektrického pole zjištěných v různých oblastech analyzovaného modelu, bylo jasně prokázáno, že je pro daný typ úloh relativně dobře využitelná (viz Graf 4.6, Graf 4.7, Graf 4.10, Graf 4.11).

Výhodu využití za obdobných situací lze spatřovat především v tom, že získané simulační výsledky není nutné žádným způsobem normalizovat vůči změnám v chování okolního budícího pole - tzn. nevzniká žádná normalizační chyba. Nevýhodou pak je z principu ne příliš dobrá shoda s reálným chováním povrchových proudů, jež jsou vybuzeny na letounu umístěném nad dobře vodivou zemí v případě horizontální polarizace (v tomto případě tato metoda představuje určitou hybridní verzi mezi situacemi, kdy je letoun umístěn na ideální zemi a ve volném prostoru). Tak můžeme i v případě horizontální polarizace pozorovat velmi dobrou shodu simulovaných výsledků s jejich měřenými protějšky, neboť díky samotnému charakteru vazeb (POE), kterými se do vnitřního prostředí letounu dostává elektromagnetické pole z jeho okolí není vazba se zemní rovinou s velkou pravděpodobností natolik silná, aby se mohly rozdíly způsobené změnou jejího charakteru výrazněji projevit.

¹⁵⁶ V případě MoM metod jsme limitováni vzdáleností těchto "náhrad" - drátů - jak mezi jimi navzájem, tak i s okolní konstrukcí analyzovaného modelu. V případě metod typu FDTD / FIT / FEM jsme zase limitováni CFL kritériem.


Vrátíme-li se zpět k celkovému porovnání získaných výsledků v rámci dílčích variant testů realizovaných na letounu VUT100, můžeme dosaženou shodu mezi nimi zhodnotit s ohledem na výše diskutovaná úskalí následovně:

Metoda LLDD:

Srovnání všech výsledků simulací a měření, které byly zjištěny v rámci analýz založených na metodě LLDD, je možné zhodnotit v níže uvedené tabulce Tab. 4.2.

Tab. 4.2 Tabulka výsledků zjištěné shody mezi SC na letounu VUT100 (varianta LLDD)

Pozice měření:	Zhodnocení korespondence (10kHz-20MHz)	
MC1	0,71	
MC2	0,16	
MC3	0,12	
SC1a	2,50	
SC1b	1,40	
SC2	0,19	



- IELF > 5 (SP: kritická)
- 4 < IELF < 5 (SP: velmi špatná)
- 3 < IELF < 4 (SP: přiměřená)
- IELF < 3 (SP: výborná - dobrá)

SP = Subjektivní posouzení

Z uvedených výsledků je zcela zřejmé, že bylo dosaženo výborné shody prakticky ve všech měřicích pozicích, které byly pro tuto variantu testů určeny, a to díky vhodnému frekvenčnímu rozsahu (resp. poměru mezi rozměry letounu a vlnovými délkami, které tento rozsah reprezentuje), dostatečně realistickému popisu geometrie vodivé konstrukce samotného letounu a vhodně zvolené metodě jeho buzení, která byla realizována skrze zpětnou síť vodičů, vytvořenou dle její skutečné předlohy. To přirozeně vedlo k vysoké věrnosti vytvořeného simulačního modelu v porovnání s jeho reálnou předlohou, a tím i k takto přesným výsledkům.

Přirozenou skutečností je i fakt, že nejlepších výsledků bylo dosaženo vždy v těch případech, kdy byl směr sledovaných povrchových proudů orientován souhlasně se směrem hlavní osy té části konstrukce, na níž byl měřicí bod umístěn (MC1, MC2, MC3, SC2 - hlavní osa trupu letounu; SC1b - hlavní osa křídla) a to díky chování povrchových proudů, které se na takto nízkých kmitočtech snaží být vždy orientovány podél hlavních geometrických os významných částí vybuzené konstrukce.

Metoda LLSC:

Celková dosažená shoda mezi povrchovými proudy, které byly zjištěny pro tuto variantu testů, je vyhodnocena v tabulkách Tab. 4.3 a Tab. 4.4. První z uvedených tabulek představuje porovnání mezi výsledky měření a použitých simulačních prostředí (MWS, CONCEPT II), druhá pak vypovídá o dosažené shodě mezi těmito simulačními prostředními navzájem.

Na základě těchto výsledků je možné s velkou mírou jistoty tvrdit, že dosažená obecná shoda mezi měřeními a simulacemi, s ohledem na zvolené aproximace simulačního modelu a dobře definované podmínky během realizace samotného měření, dostatečně prokazuje vhodnost použitých simulačních prostředků pro účely analýzy chování letounu z pohledu EMC i v rámci tohoto frekvenčního rozsahu.

To ovšem neznamená, že by všechny zvolené aproximace byly vhodným řešením za každé situace. To lze například dovodit z nesymetrie mezi dosaženou shodou v chování změřených a vypočtených povrchových proudů pro případy vertikální a horizontální polarizace budícího zdroje ve směrech AP1 a AP2 (viz Tab. 4.3). Z jejich porovnání je zcela zřejmé, že zatímco při vertikální polarizaci jsou dosažené výsledky v relativně dobré shodě, pro horizontální polarizaci již použitá zjednodušení vedou k výraznějším odchylkám.

Tab. 4.3 Tabulka výsledků zjištěné korespondence mezi SC na letounu VUT100 (varianta LLSC)

Simulace vs. měření				
Pozice antény:	Pozice měření:	CSTMWS	CONCEPT II (elev. -30°)	
		20-100 MHz	20-100 MHz	20-200 MHz
AP1H	MC1	3,97	5,20	5,39
	MC2	5,21	5,13	4,27
	MC3	3,21	3,63	3,33
AP1V	MC1	2,44	2,81	2,62
	MC2	3,10	3,58	3,07
	MC3	2,84	2,91	2,86
AP2H	MC3	4,67	<div><div></div> IELF>5 (SP:kritická)</div> <div><div></div> 4<IELF<5 (SP: velmi špatná)</div> <div><div></div> 3< IELF <4 (SP: průměřená)</div> <div><div></div> IELF <3 (SP: výborná - dobrá)</div> <div><div></div> SP = Subjektivní posouzení</div>	
	SC2	3,03		
AP2V	MC3	2,23		
	SC2	1,89		
AP3H	SC1a	1,69		
	SC1b	6,16		
AP3V	SC1a	4,28		
	SC1b	2,14		

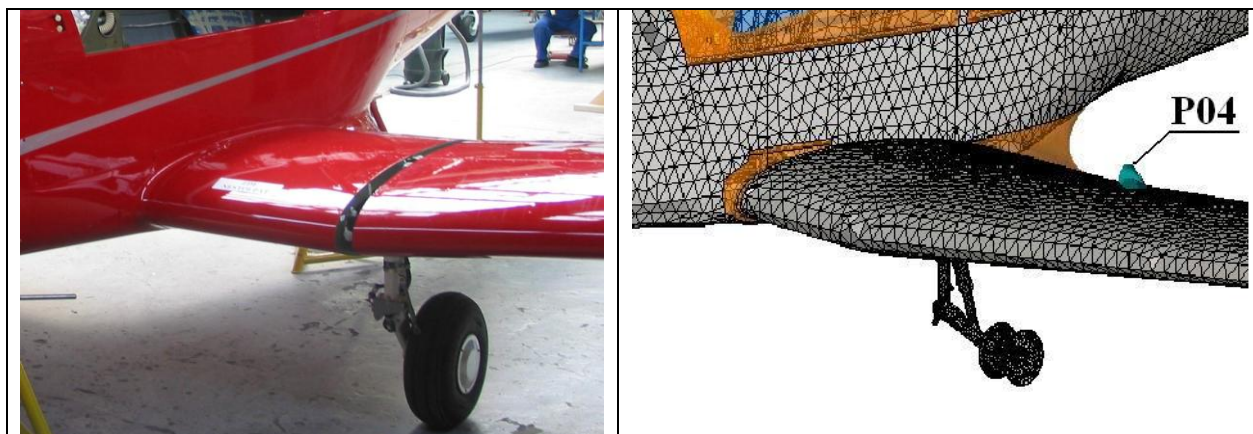
Nejpravděpodobnější příčinou této nesymetrie je částečně odlišné chování použitého zdroje buzení nad zemní rovinou, který byl použit během měření a simulací (log-peg anténa vs. rovinná vlna).

V případě zjištěných nesrovnalostí povrchových proudů vybuzečných ve směru AP3 se dodatečnými analýzami prokázalo, že výrazné rozdíly mezi měřeními a simulacemi jsou zapříčiněny ne příliš vhodným zjednodušením geometrie oddělitelných částí křídel letounu, u nichž bylo chybně marginalizováno jejich spojení se zbytkem trupu (viz Obr. 4.14).¹⁵⁷

Tab. 4.4 Tabulka dosažené shody mezi výsledky simulací na letounu VUT100 (varianta LLSC; SC)

CONCEPT II (EFIE) vs. CST-MWS - SC		
Pozice antény:	Pozice měření:	IELF (10 - 450 MHz)
AP1H	MC1	2,96
	MC2	1,50
	MC3	1,97
AP1V	MC1	0,89
	MC2	1,38
	MC3	0,63

¹⁵⁷ Tato chyba v geometrii vytvořeného simulačního modelu byla bohužel zjištěna až v rámci analýzy získaných výsledků. Bylo tak tedy alespoň nechtěně potvrzeno, že lze touto cestou velmi rychle identifikovat případné problémy, které vedou k odlišnému chování mezi námi vytvořeným modelem a jeho reálnou předlohou.



Obr. 4.14 Rozdíl mezi reálnou částí kovové konstrukce křídla a jejím zjednodušením v simulačním modelu

Metoda LLSF:

Srovnání shody mezi výsledky simulací a měření, které byly dosaženy v rámci analýz založených na metodě LLSF, je vidět v tabulce Tab. 4.5. Porovnání korespondence chování intenzit elektrického pole, jež byly zjištěny odlišnými výpočetními metodami (FIT vs. EFIE; resp. MWS vs. CONCEPT II) je uvedeno v tabulce Tab. 4.6.

Z výsledků uvedených v tabulce Tab. 4.5 lze zřetelně pozorovat velmi dobrou dosaženou shodu ve většině uvedených případů, s výjimkou pozic PFD, ADS a CK. Důvody, které vedly k takto výrazným rozdílům mezi reálným a simulovaným chováním intenzity elektrického pole v těchto oblastech jsou podrobně uvedeny v úvodní části této podkapitoly (viz Ad. 1)

Tab. 4.5 Tabulka výsledků zjištěné shody mezi intenzitami el. pole na letounu VUT100 (varianta LLSF)

Simulace vs. měření					
Pozice antény:	Pozice měření:	CST-MWS		CONCEPT II (elev. -30°)	
		100-400 MHz	400-1000 MHz	100-400 MHz	100-450* MHz
AP1H	ADC	9,57	6,85	5,41	5,47
	AHRS	4,95	2,34	5,56	5,38
	ART1	2,71	2,03	2,31	2,20
	ART2	3,37	3,20	3,65	3,67
	ART3	2,94	2,14	2,69	2,58
	CK	5,14	4,55		
AP1V	PFD	9,49	5,48	6,02	6,25
	ADC	9,80	4,77	5,90	5,91
	AHRS	2,97	2,15	2,28	2,25
	ART1	2,48	1,47	3,40	3,29
	ART2	1,52	2,30	2,29	2,34
	ART3	2,17	1,79	2,99	2,85
AP2H	CK	7,00	4,33		
	PFD	10,44	4,44	6,13	6,26
AP2V	AHRS	2,96	2,01		
	CK	4,38	2,94		
AP4H	AHRS	3,66	1,77		
	CK	3,43	2,07		
AP4H	CC	2,22	1,36		
AP4V	CC	2,27	1,27		
AP5H	CC	2,06	1,78		
AP5V	CC	2,00	2,04		

IELF>5 (SP:kritická)

4<IELF<5 (SP: velmi špatná)

3< IELF <4 (SP: průměrná)

IELF <3 (SP: výborná - dobrá)

SP = Subjektivní posouzení

Za zmínku zde stojí i doložená výborná vzájemná shoda mezi výsledky samotných simulací (viz Tab. 4.6). Z ní nepřímo vyplývá skutečnost, že odlišné pojetí jak samotných simulačních modelů (GFC kompozity, apod.), tak jejich principiálně odlišných metod výpočtu (FIT vs. EFIE), které byly při analýzách použity, nezpůsobilo žádný významnější rozdíl v chování sledované intenzity elektrického pole ve vnitřním prostředí letounu.

Tab. 4.6 Tabulka dosažené shody mezi výsledky simulací na letounu VUT100 (varianta LLSF; E pole)

CONCEPT II (EFIE) vs. CST-MWS – E-field		
Pozice antény:	Pozice měření:	IELF (100-450 MHz)
AP1H	ADC	2,38
	AHRS	1,09
	ART1	1,08
	ART2	1,34
	ART3	1,15
	CK	1,12
	PFD	3,10
AP1V	ADC	2,79
	AHRS	1,80
	ART1	1,06
	ART2	0,87
	ART3	0,83
	CK	0,99
	PFD	3,96

Po celkovém shrnutí lze prohlásit, že jsme prakticky ve všech hodnocených případech dosáhli pomocí vhodně nastavených simulací velmi podobného chování jako v případě provedených běžných certifikačních měření, a to díky prakticky ideálním a jasně definovaným podmínkám, za kterých byl letoun VUT100 proměřen (semi-anechoická komora) a jež velmi dobře korespondují s idealizovaným prostředím, v němž byl situován během virtuální analýzy.

Je tedy nasnadě, že obdobně provedené simulace mohou být s výhodou využity jako relativně věrná náhrada reálných měření v případech, kdy nemáme možnost daný testovaný letoun proměřit v jasně definovaném prostředí semi-anechoické komory. To lze považovat za velkou výhodu jak v případě před-certifikačních testů, tak i v rámci ověření koncepce jeho ochrany v úvodních fázích vývoje, kdy ještě nemáme k dispozici fyzický prototyp.

V případě certifikačních testů letounu, lze pak takovéto výsledky použít nejenom jako nutný mezikrok při transformaci výsledků do podoby, kdy jejich chování odpovídá situaci letounu ve vzduchu (viz [126], [164]), ale i pro samotné ověření správného průběhu měření (např. vyhnutí se chybám způsobených lidským faktorem), nebo pro zjištění chování letounu za podmínek, kdy by již jeho testování bylo běžnými metodami buďto zcela nemožné, či extrémně komplikované, a to jak po stránce logistické, tak i finanční.[30]

4.2 Analýza výsledků certifikačních měření a simulací na letounu EV55

Tato část kapitoly se věnuje analýze chování devítimístného, dvoumotorového turbovrtulového letounu EV55 v jeho prototypovém provedení (viz Příloha č. 14).¹⁵⁸ V první části stručně popíšeme základní informace, jež se vztahují k provedeným certifikačním testům

¹⁵⁸ Dle rozdělení na základě standardů FAR23 a EASA díl.23 tento typ letounu spadá do kategorie GA.

letounu dle doporučení [126]. Další část podkapitoly je zaměřena na diskuzi nad základními problémy a kompromisy, na které jsme narazili během definování simulační úlohy tak, aby co nejvíce korespondovala s výsledky provedených měření. Poslední část je pak věnována prezentaci několika vybraných vzorových výsledků, jejich zhodnocení a diskuzi nad možnými problémy, které zde mohou vést k rozdílům, jež lze pozorovat při jejich porovnání.

Celkový frekvenční rozsah, v rámci něhož budou uvedené výsledky porovnávány, v tomto případě činí 100 kHz až 800 MHz. Na nízkých kmitočtech -100 kHz až 100 MHz - bude korespondence mezi dosaženými změřenými výsledky a chováním nastavené simulační úlohy ověřena skrze povrchové proudy, jež tečou po vnějším potahu trupu letounu ve zvolených lokalitách (LLDD: 10 kHz - 20 MHz; LLSC: 20 MHz - 100 MHz). Na vyšších kmitočtech bude jejich vzájemná shoda prokázána pomocí zjištěných intenzit elektrického pole, změřeného ve vybraných oblastech uvnitř trupu letounu (LLSF: 100 MHz - 800 MHz).¹⁵⁹

Všechny uvedené výsledky a poskytnuté informace čerpají z dokumentace vytvořené během prací na evropském výzkumném projektu HIRF-SE, zařazeného ve skupině FP7 pod smluvním číslem GA N.205294 (viz [30], [165], [166], [167], [168], [169], [170]).¹⁶⁰

4.2.1 Popis měření letounu EV55

Metodika použitá během měření letounu EV55 je svými principy totožná s předešlými měřeními, jež byly realizovány na letounu VUT100 (viz Kap. 4.1.1). Z tohoto důvodu zde již nebudou blíže rozebírány základní zákonitosti, které jsou s těmito testy spojeny, ale zaměříme se přímo na popis stěžejních parametrů samotných měření, jež byly realizovány na provizorně vytvořeném testovacím prostranství (OATS), jež bylo pro tyto testy vyčleněno v areálu firmy Aircraft Industries, resp. bývalé firmy LET, v těsné blízkosti letiště v Kunovicích.

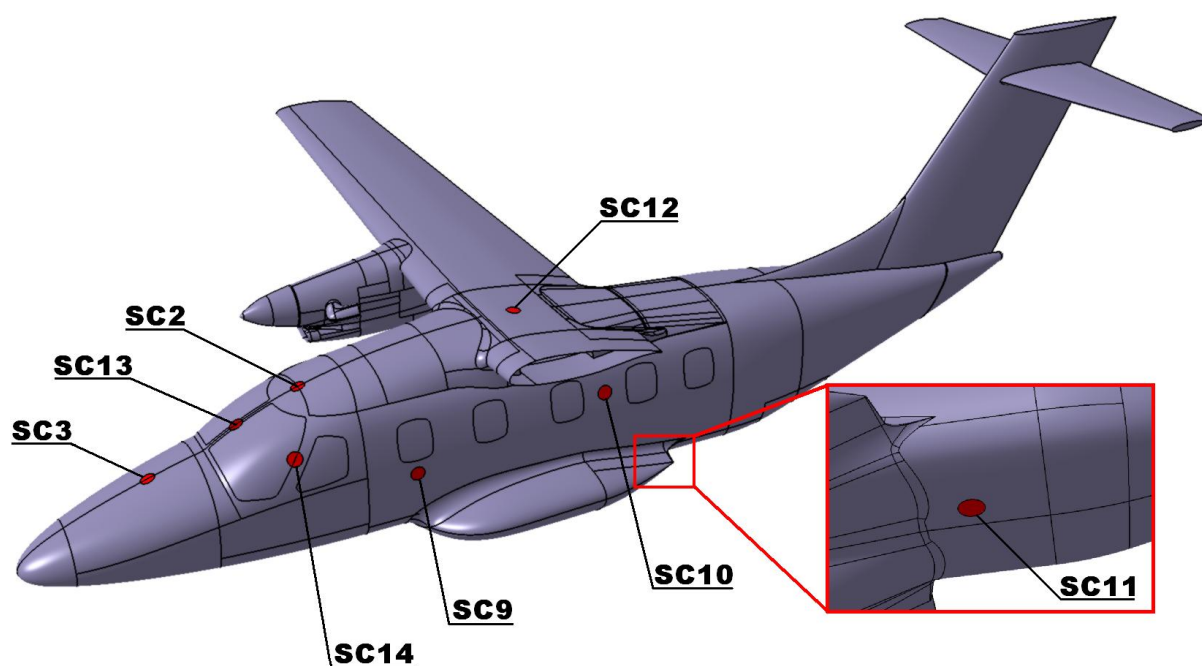
Nejvýznamnějším rozdílem oproti měřením na letounu VUT100 je samotné prostředí, v němž byla měření letounu EV55 realizována. Oproti relativně ideálnímu prostředí semi-anechoické komory, kterou bylo možné použít u letounu VUT100, díky jeho podstatně menším fyzickým rozměrům, bylo v případě letounu EV55 již nezbytné provést tato měření na otevřeném prostranství. Během takového měření pak lze relativně lehce narazit na několik skupin problémů, které mohou za určitých okolností přirozeně vést k významnému zvýšení neurčitosti měření, a tím i ke snížení hranice jejich dosažitelné korespondence s výsledky získanými pomocí simulačních analýz. Bližší diskuze spojená s touto problematikou je uvedena v následující podkapitole Kap. 4.2.2.

Základní určení pozic měřících bodů, které byly vybrány pro zjištění chování povrchových proudů na trupu letounu v rámci LLDD a LLSC testů je možné vyvodit z informací uvedených v příloze Příloha č. 17 v tabulce Tab. P. 17.1 a obrázku Obr. 4.15.

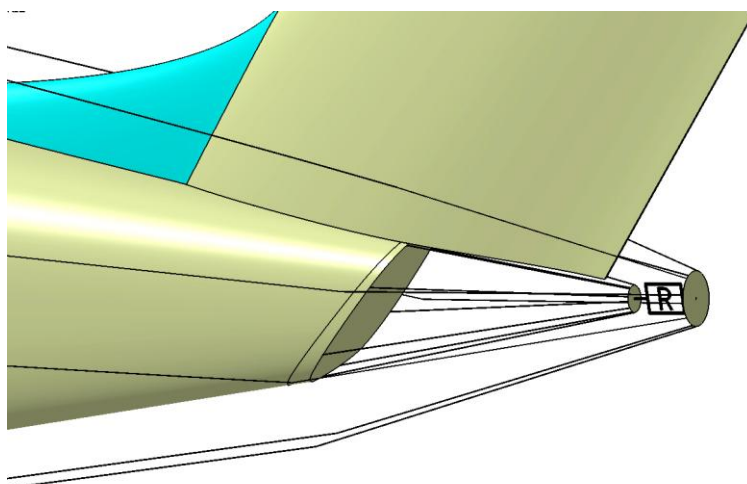
Měření povrchových proudů bylo uskutečněno pomocí typově totožné sondy, jako byla použita v případě měření na letounu VUT100 (viz Obr. 4.4). Frekvenční rozsah, v jehož rámci byly povrchové proudy na EV55 proměřeny, byl stejně jako v předešlém případě 10 kHz až 100 MHz (LLDD: 10 kHz - 20 MHz; LLSC: 20 MHz - 100 MHz).

¹⁵⁹ Ačkoliv provedená měření byla v souladu s doporučením [126] realizována až do 18 GHz, nebylo možné, s ohledem na rozměry a materiálovou komplexnost vytvořených modelů, analyzovat jejich chování ve zvolených simulačních prostředích výše, než do 1 GHz. V případě simulací pomocí MWS byla tato hranice na 0,8 GHz.

¹⁶⁰ Společnosti Evektor a EMCC Dr. Rašek spolu během spolupráce na projektu HIRF-SE podepsaly bilaterální smlouvu o mlčenlivosti. Z tohoto důvodu nemohou být ani v této práci zmíněny, nebo blíže upřesněny některé konkrétní informace a postupy, které by podrobněji osvětlily veškeré realizované práce, spojené s měřením letounu EV55.

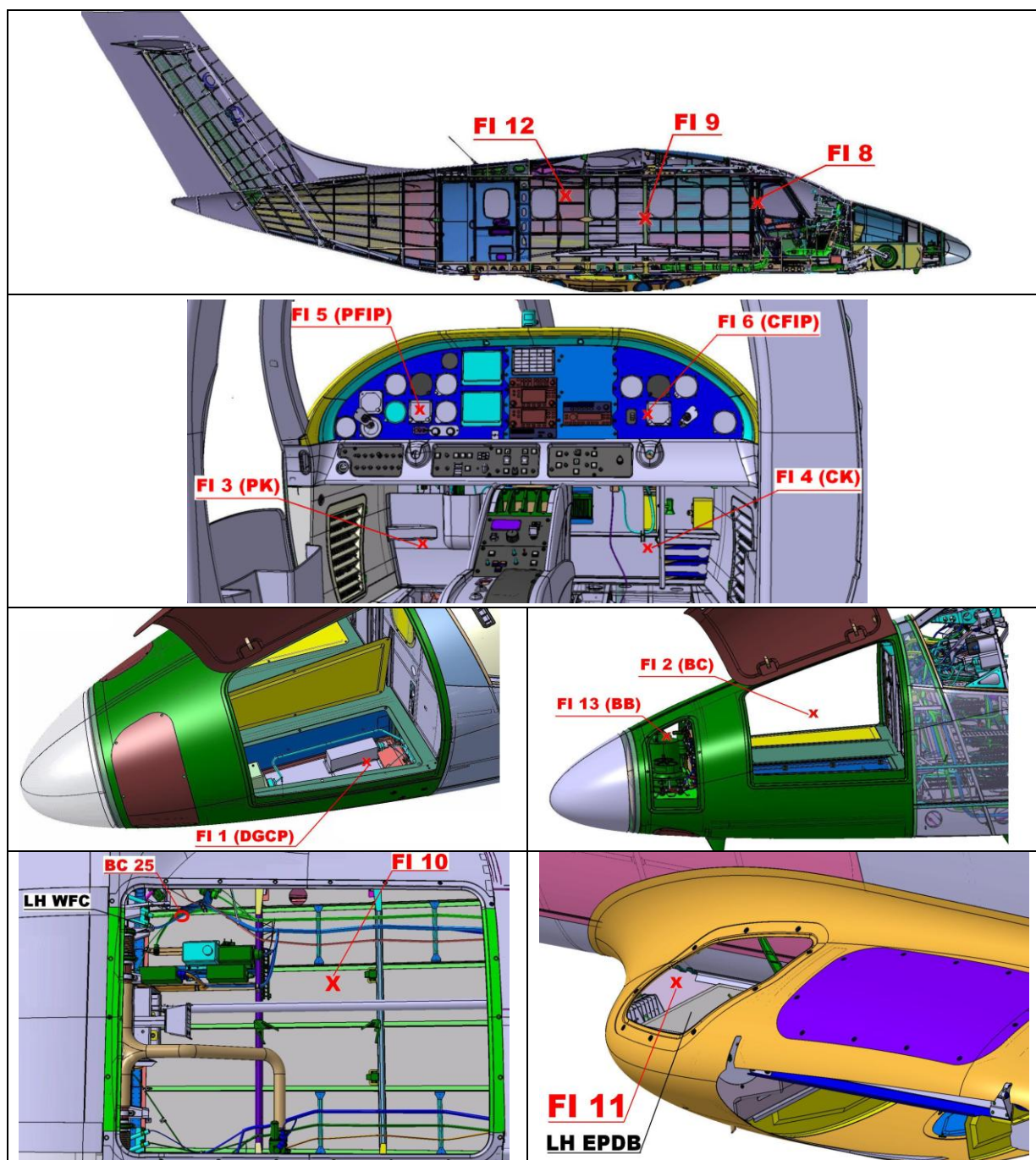


Obr. 4.15 Pozice měřicích bodů na trupu letounu EV55 pro detekci povrchových proudů zjištěných během testů LLDD a LLSC



Obr. 4.16 Ilustrační reprezentace koncového zatížení systému zpětných vodičů na letounu EV55 během LLDD testů

Chování elektromagnetického pole ve vnitřním prostoru letounu bylo během prováděných LLSF testů taktéž zjištěno pomocí stejných izotropických sond, jaké byly použity i v případě měření letounu VUT100 (viz Obr. 4.4). Pomocí nich byly proměřeny intenzity elektrického pole celkem ve dvanácti různých lokalitách. Jejich pozice jsou znázorněny na obrázku Obr. 4.17 a informace charakterizující jejich přesnou polohu vůči geometrii letounu je možné blíže dovodit z údajů, jež jsou uvedeny v Příloha č. 17 v tabulce Tab. P. 17.2.



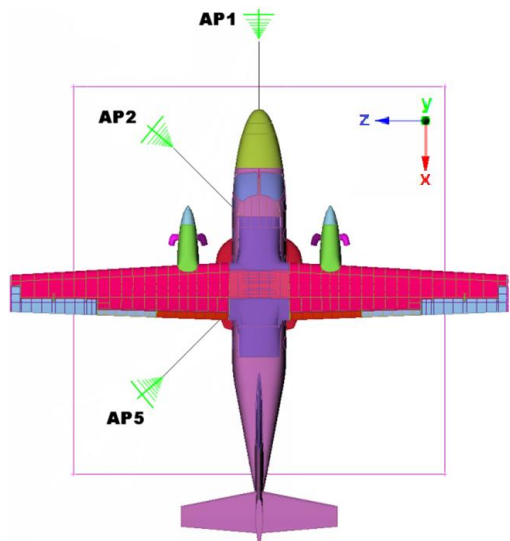
Obr. 4.17 Pozice měřících bodů pro zjištění elektrické intenzity pole uvnitř letounu EV55 použité během LLSF testů

V průběhu LLSC a LLSF testů byl měřený letoun ozařován celkem ze tří různých směrů, pomocí čtyř odlišných antén. V případě LLSC měření byly použity dvě typově odlišné antény. Pro nejnižší pásmo frekvencí od 20 do 200 MHz byla použita standardní bikónická anténa (anténa5). V rozmezí frekvencí od 200 MHz do 400 MHz pak byla použita stejná logaritmicko-periodická anténa jako v případě VUT100 (anténa2). Pro LLSF testy pak byla opět na kmitočtech do 1 GHz použita menší verze logaritmicko-periodické antény (anténa3) a nad 1 GHz trychtýřová anténa (anténa4). Celkové pokrytí měřeného frekvenčního rozsahu tak tedy v případě LLSF bylo: 100 - 220 MHz (anténa5), 200 - 400 MHz (anténa2), 400 MHz-

1GHz (anténa3), 1 - 18 GHz (anténa4). Přibližné umístění budících antén vůči testovanému letounu je možné společně s informací o jejich elevaci vyčíst z tabulky Tab. 4.7.¹⁶¹

Antény byly během měření vždy umístěny do vzdálenosti 3m od konstrukce letounu. Větší vzdálenost antény od konstrukce letounu nebyla použita jak z důvodu dosažení co možná největšího odstupu mezi měřenou veličinou a šumovým pozadím okolí, tak i díky snaze umístit budící anténu pokaždé na dobře vodivou plochu improvizovaně vytvořené zemní roviny o velikosti 12 x 12,5 m. Antény použité do kmitočtu 1 GHz byly během měření umístěny do výšky 1,74 m nad touto zemní rovinou (anténa5, anténa2, anténa3). Na vyšších kmitočtech pak byla výška ozáření z technických důvodů zvýšena na 1,8m (anténa4).

Tab. 4.7 Základní charakteristika orientace budících zdrojů vůči letounu EV55 během realizovaných měření

Pozice antény	Azimut	Elevační úhel (simulace)	
AP1	0°	-5° - 0° (-3°)	
AP2	-50°	-5° - 0° (-3°)	
AP3	-130°	-5° - 0° (-3°)	

Kalibrační měření pro získání referenčních úrovní pole bez přítomnosti testovaného objektu byla uskutečněna na vytvořeném OATS bez přítomnosti měřeného letounu v definovaném frekvenčním rozsahu (20 MHz - 18 GHz) pro všechny použité antény běžným způsobem (viz [158]). Budící antény byly vždy umístěny do vzdálenosti 3m od použitého detektoru. Jak přijímací, tak i vysílací strana přenosového řetězce byla umístěna na vytvořené zemní rovině. Výškové umístění antén během kalibrace odpovídalo nastavení, které bylo použito i během měření (1,74 m: 20 - 1000 MHz, 1,8 m: 1 - 18 GHz). Elevační úhel byl ve všech případech 0°(možná maximální odchylka v jeho určení byla cca. 5°).

Stručné shrnutí základních informací spojených s provedenými testy na letounu EV55 je možné nalézt v níže uvedených řádcích:

Resumé základních informací o měřeních provedených dle LLDD:

Frekvenční rozsah: od 10 kHz až do první rezonance měřeného systému (cca. 10MHz)

Frekvenční krok: 100 frekvencí na dekádu při logaritmickém rozložení

Uspořádání měření: hlavní vodivá cesta je tvořena samotným trupem letounu; zpětný systém vodičů byl vytvořen odděleně (koaxiální varianta, viz Obr. 4.2); Buzení bylo realizováno dle koncepce "Nose-to-Tail": RF modulovaný signál byl ze zdroje sveden přímo na bleskosvodné

¹⁶¹Opět zde z časových důvodů nebylo možné proměřit všechny zde specifikované měřicí pozice - ať už se jedná o povrchové proudy či intenzity elektrického pole - pro všechny varianty ozáření letounu, které byly v rámci tohoto měření realizovány. Konkrétnější představu o všech reálně proměřených variantách si lze udělat z porovnání dosažených výsledků uvedených v tabulkách Tab. 4.9 a Tab. 4.10.

Bližší popis použitých antén zde není možné uvést, jelikož spadají do oblasti informací, které jsou mezi firmami Evektor a EMCC Dr. Rašek chráněny smlouvami o mlčenlivosti. Zde použité antény byly pro firmu EMCC Dr. Rašek vyrobeny na zakázku, což je také důvodem jejich smluvní ochrany.

pásky radomu, jenž je umístěn ve špičce nosové části konstrukce letounu; zakončovací zátěž byla svedena z kovové části ocasní ostruhy a její impedance odpovídala impedanci použitého zdroje buzení (50Ω). (viz Obr. 4.16)

Vzdálenost mezi testovaným objektem a zdrojem: budící signál je připojen přímo na měřenou konstrukci.

Polarizace zdroje buzení: nelze definovat

Přístrojové vybavení: Spektrální analyzátor, signálový generátor; vstupní signál byl vybuděn skrze signálový generátor se zesilovačem, Výstupní signál byl detekován proudovou sondou a zaznamenán pomocí EMI přijímače.

Měřicí pozice sond: viz Obr. 4.15, Příloha č. 17

Provedení měření: Během měření byly pro každou měřenou frekvenci zaznamenávány jak údaje o výstupním výkonu použitého zdroje, tak i aktuální úrovně detekovaných proudů na kabeláži či povrchových proudech, které byly zjištěny pomocí příslušných sond (viz Obr. 4.4). Měření definovaných oblastí bylo prováděno postupně (nikoliv paralelně).

Resumé základních informací o měřeních provedených dle LLSC:

Frekvenční rozsah: od 20 MHz až do 400MHz (100MHz v případě povrchových proudů)

Frekvenční krok: 100 frekvencí na dekádu při logaritmickém rozložení

Uspořádání měření: Konstrukce letounu byla ozařována ze vzdálenosti cca. 3m pomocí vhodně zvolených antén. Orientaci antén vůči konstrukci letounu lze vyčíst z Tab. 4.7, Obr. 4.17.

Vzdálenost mezi testovaným objektem a zdrojem: vzdálenost mezi letounem a nejzazší částí konstrukce antény ve směru jejího natočení byla vždy nastavena na 3m.

Polarizace zdroje buzení: vertikální a horizontální

Přístrojové vybavení: Spektrální analyzátor, signálový generátor; Vstupní signál byl vybuděn skrze signálový generátor se zesilovačem, výstupní signál byl detekován proudovou sondou a zaznamenán pomocí EMI přijímače.

Měřicí pozice sond: viz Obr. 4.15, Příloha č. 17

Provedení měření: Během měření byly pro každou měřenou frekvenci zaznamenávány jak údaje o výstupním výkonu použitého zdroje, tak i aktuální úrovně detekovaných proudů na kabeláži či povrchových proudech, které byly zjištěny pomocí příslušných sond (viz Obr. 4.4). Výstupní výkon byl v průběhu měření postupně měněn v závislosti na původně zjištěných kalibračních údajích. Měření příslušných oblastí bylo prováděno postupně (nikoliv paralelně).

Resumé základních informací o měřeních provedených dle LLSF:

Frekvenční rozsah: od 100 MHz až do 18 GHz

Frekvenční krok: 100 frekvencí na dekádu při logaritmickém rozložení

Uspořádání měření: Konstrukce letounu byla ozařována ze vzdálenosti cca. 3m pomocí vhodně zvolených antén. Orientaci antén vůči konstrukci letounu lze vyčíst z Tab. 4.7, Obr. 4.17.

Vzdálenost mezi testovaným objektem a zdrojem: vzdálenost mezi letounem a nejzazší částí konstrukce antény ve směru jejího natočení byla vždy nastavena na 3m.

Polarizace zdroje buzení: vertikální a horizontální

Přístrojové vybavení: Spektrální analyzátor, signálový generátor; Vstupní signál byl vybuděn skrze signálový generátor se zesilovačem, výstupní signál byl detekován izotropickou E-field sondou a zaznamenán pomocí EMI přijímače.

Měřicí pozice sond: viz Obr. 4.17, Příloha č. 16

Provedení měření: Během měření byly pro každou měřenou frekvenci zaznamenávány jak údaje o výstupním výkonu použitého zdroje, tak i aktuální úrovně celkové intenzity elektrického pole ve sledovaných oblastech, které byly zjištěny pomocí příslušných sond (viz

Obr. 4.4). Výstupní výkon byl v průběhu měření postupně měněn v závislosti na původně zjištěných kalibračních údajích. Měření příslušných oblastí bylo prováděno postupně (nikoliv paralelně).

4.2.2 Simulační analýza letounu EV 55

V rámci této kapitoly budou blíže diskutovány základní problémy, které se úzce týkají vhodného nastavení vlastností simulační úlohy a jejího modelu, jež mohou výrazným způsobem ovlivnit míru korespondence mezi dosaženými výsledky provedených simulačních analýz a jejich reálné předlohy, v podobě provedených certifikačních měření (LLC).

Nejprve zde budou blíže nastíněny obtíže a omezení, které jsou úzce svázány s provedenými měřeními na letounu EV55 na OATS a možnostmi jejich reprezentace v rámci simulačních úloh, jež je mají ve zvolených simulačních prostředích vhodně popisovat (CST, CONCEPT II). V následující části pak budou stručně shrnuty stěžejní informace související se zvoleným nastavením dílčích simulačních modelů a důležitých parametrů samotných simulačních analýz, po nichž budou prezentovány některé z výsledků, které byly skrze tyto simulace dosaženy.

4.2.2.1 Problémy a omezení spjatá s popisem realizovaných testů na letounu EV55

Během prací spojených s vhodnou interpretací simulačních úloh zkoumaného letounu EV55, dle realizovaných certifikačních měření (LLDD, LLSC, LLSF) na volném prostranství, jsme narazili na několik typově odlišných skupin problémů, které by mohly významně ovlivnit korespondenci mezi jeho virtuálním a reálně změřeným chováním.

První skupina problémů je ve své podstatě úzce spojena s limitními možnostmi samotné realizace provedených měření, které byly významně omezeny nemožností dopravit letoun EV55 na příhodnější měřicí pracoviště (zde se jednalo především o problémy spojené s aktuálními podmínkami na měřicím prostranství a logistickými nedostatky, které běžně obdobný typ měření doprovázejí).

V případě měření EV55 se dopady této skupiny problémů významněji projeví zejména z důvodu nutné ochrany prototypu letounu před přímým deštěm, jelikož na jeho povrchu byly umístěny tensiometrické sondy, které nesměly přijít styku s vodou. Tento fakt pak významně ovlivnil volbu prostranství, na němž se měření letounu mohlo uskutečnit. Z tohoto důvodu pak byla i některá měření provedena přímo uvnitř jednoho z hangárů v areálu letiště (LLDD; budova Octagonu). Zbylé testy, jež byly z principu více citlivé na vhodné měřicí prostředí, pak byly realizovány v jeho těsné blízkosti na otevřeném prostranství (LLSC, LLSF). Takto zvolené měřicí prostranství představuje oproti ideálnímu stavu definovanému v [126] určité komplikace zejména z následujících důvodů:

- Ne příliš jasně definovatelné chování zemní roviny, jež je zde tvořena kovovou sítí o rozměrech 12 x 12,5m, která je položena na železobetonovém podkladu neznámých parametrů.¹⁶² Vlastnosti takto vytvořené zemní roviny tedy zcela zjevně nemohou beze zbytku nahradit chování její dokonale vodivé a dostatečně rozměrné alternativy, kterou bychom si v ideálním případě pro danou situaci představovali.
- Výrazně se měnící vlastnosti prostranství na OATS během prováděných měření, jež byly zapříčiněny rychle se měnícími, nepříznivými povětrnostními podmínkami -

¹⁶² Velikost ok použité kovové sítě je přibližně 13 mm, což by za ideálních okolností mělo být dle běžných doporučení dostačující až do cca 2 GHz.

letními bouřkami (jejich důsledkem byla především zvýšená a značně se měnící vlhkost vzduchu a betonového podkladu zemní roviny na měřícím prostranství)

- Zhoršené podmínky vhodného buzení testovaného objektu, vlivem možných odrazů budícího pole od rozměrných vodivých objektů - stěny hangáru apod. -, situovaných v blízkosti měřícího prostranství (běžně definované hranice minimální předepsané volné oblasti zde byly dodrženy).

Druhá skupina problémů v sobě zahrnuje jak nejistoty, které jsou spojeny s geometrickými odchylkami, jež vyplývají z integrace námi vytvořené geometrie modelu testovaného letounu a všech k němu příslušejících propriet do virtuálního prostředí popisujícího původní měřící prostranství, tak i ty, které vzešly ze špatně zjištěných změn reálného chování dílčích částí použitého měřícího vybavení, způsobených změnami v aktuálních podmínkách realizovaných měření. S ohledem na provedená měření můžeme z této skupiny vyzdvihnout především následující z nich:

- Nejistoty spojené s určením správné pozice budících antén, měřících sond, a pohyblivých prvků vně i uvnitř letounu (berany, klapky, sedačky, apod.), či jeho aktuálního vertikálního a horizontálního náklonu vůči zemní rovině (některé z těchto nejistot lze během měření velmi efektivně potlačit využitím 3D optických skenovacích metod - viz Obr. 4.18).
- Nedostatečné ozáření některých z testovaných pozic zvolenými anténami u několika z realizovaných variant ozáření testovaného letounu (jako ukázkou lze uvést například případ, kdy je bod FI11 ozářen ze směru AP1; viz Obr. 4.17, Tab. 4.7)
- Individuální změny v charakteristickém chování dílčích parametrů budících antén vlivem aktuálních vlastností okolního prostředí, v němž byly použity (změny ve vlastnostech antén a jiných měřících prvků, způsobené vlivem neideální zemní roviny, výraznými změnami vlastností okolního prostředí vlivem počasí, apod.)

Poslední skupina problémů je úzce spojena s dosažitelným stupněm realističnosti popisu jak samotného analyzovaného modelu, tak i simulační úlohy jako takové. Nejvíce kritické problémy, na které můžeme v dnešní době při tvorbě obdobně komplexních simulačních modelů narazit, jsou svázány především s dobrým vyvážením požadavků, které jsou kladeny na realističnost chování vytvořeného modelu z pohledu vybraných veličin, jež na něm v rámci nastavených parametrů simulační úlohy budeme sledovat, a reálných výpočetních prostředků, které máme pro danou analýzu k dispozici. Tyto prostředky pak mohou být za určitých okolností velmi významně zredukovány vhodnými zjednodušeními dílčích částí tohoto modelu, a to i bez jakéhokoliv významnějšího ovlivnění námi sledovaných veličin. V rámci prací na modelu reálné předlohy letounu EV55 pak můžeme jako nejvíce významné považovat následující úpravy:¹⁶³

- Vyloučení nepodstatných dielektrických prvků letounu (okna z plexiskla, polstrování sedaček, izolační výplně na stěnách trupu letounu apod.)
- Idealizace reálných spojů konstrukce letounu jejich zjednodušenými náhradami (ideální vodivé spojení místo nýtových, šroubových a bajonetových spojů, idealizace uzemnění apod.)
- Náhrada materiálové komplexních částí letounu zjednodušenými materiálovými modely. V případě EV55 se především jednalo o náhradu částí vyrobených z

¹⁶³ Obdobná zjednodušení byla přirozeně uplatněna i na modelu letounu VUT100.

chráněných uhlíkových kompozitních materiálů pomocí jednoduchých, frekvenčně závislých impedančních vrstev (viz Kap. 4.2.2.2)

- Vyloučení kabelových svazků z vytvořeného 3D modelu letounu (prostory s vysokou koncentrací kabeláže apod.) a zanedbání jejich možného přímého vlivu na chování elektromagnetického pole či proudů v jeho vnitřním prostředí.



Obr. 4.18 Ilustrační ukázka využití 3D optické skenovací metody pro určení pozice povrchové sondy SC9 během měření EV55

Z pohledu definice dílčích podmínek samotné simulační úlohy pak patří asi k nejvíce kritickým problémům kompromisy, jež jsou spojené s realističností popisu zemní roviny a samotného budícího zdroje. Obdobně jako u letounu VUT100, i v případě letounu EV55 tyto kompromisy vedly k volbě velmi zjednodušené reprezentace zemní roviny pomocí okrajové podmínky $E_t = H_n = 0$ a k aproximaci vlivu reálné budící anténní soustavy pomocí jednoduché rovinné budící vlny.

Pokud se na výše diskutované problémy podíváme čistě z pohledu reprodukovatelnosti výsledků, kterých jsme dosáhli během měření (viz problémy s neurčitostmi pozic antén, letounu, zemní roviny, vnějších zdrojů rušení, či změny okolního prostředí při měření vlivem počasí apod.), je možné říci, že chyba, která by byla zapříčiněna těmito nepřesnostmi, s velkou pravděpodobností nepřesahuje odchylku větší než $\pm 6\text{dB}$ (viz [172])

Pokud ovšem budeme chtít danou problematiku analyzovat z pohledu reprodukovatelnosti reálných podmínek v simulačním prostředí a možných odchylek, které jsou způsobeny jejich zjednodušeními (vliv idealizace zemní roviny, zdroje buzení a chování použitých kompozitních materiálů, spolu s odchylkami spojenými s odlišnostmi mezi reálnou předlohou a její zjednodušenou geometrickou reprezentací, aj.), stává se tento problém podstatně složitější, a dostatečně uspokojivá odpověď, případně přesné určení míry dopadu vzniknuvších odchylek na korespondenci výsledků získaných simulacemi a měřením, by vyžadovalo časově i finančně daleko náročnější analýzy, než jakých jsme aktuálně schopni.

4.2.2.2 Základní popis vytvořených simulačních úloh letounu EV55

Tato podkapitola je zaměřena na stručné shrnutí základních parametrů simulačních úloh letounu EV55, které byly vytvořeny v rámci prací souvisejících s ověřením schopnosti simulačních prostředí CST MWS a CONCEPT II dosáhnout uspokojivé shody se zjištěným chováním elektromagnetického pole a jeho účinků, jež byly získány prostřednictvím provedených měření na volném prostranství, dle [126].

Bližší popis a podmínky provedených testů, kterým jsme se chtěli těmito simulačními úlohami přiblížit, jsou uvedeny v Kap. 4.2.1 (typy testů, pozice a charakter měřících bodů, způsob a orientace buzení testovaného objektu, apod.). Diskuzi o možných problémech, které by mohly být obecně spojeny s mírou jejich realistické reprezentace v simulačních prostředích, je možné nalézt v podkapitolách Kap. 4.1.2.1 a Kap. 4.2.2.1.

Základní geometrický model letounu, který byl použit ve všech provedených simulačních analýzách, vychází z původní geometrie prototypu letounu, jenž byla vytvořena v prostředí Catia v.5. Tuto geometrii bylo nutné před použitím významným způsobem upravit, což bylo v tomto případě provedeno pomocí pre-processoru ANSA. [160]

Výstupem těchto zjednodušujících a "čisticích" úprav původní geometrie pak byla nestrukturovaná, hybridní povrchová síť.¹⁶⁴ Dílčí topologické části modelu letounu EV55 byly v rámci vytvořené sítě rozděleny dle materiálové a funkční příslušnosti do několika skupin, které tak umožňovaly jeho komfortní přípravu v obou prostředích použitých simulačních softwarů.

Nejvýznamnější úpravy a zjednodušení původní geometrie modelu letounu EV55 jsou svým charakterem prakticky totožné s těmi, jež byly provedeny na modelu letounu VUT100 (viz kapitola Kap. 4.1.2.2). Takto upravenou geometrii modelu je možné vidět společně s materiálovým rozdělením jeho dílčích částí na obrázku Obr. 4.19 - tzv. "komplexní" model letounu EV55.

Z materiálového pohledu je možné zde vytvořený "komplexní" model rozdělit do čtyř odlišných skupin, které se od sebe liší svými charakteristickými elektrickými vlastnostmi (viz Obr. 4.19). První tři z nich reprezentují tři velmi odlišné koncepce kompozitů, které byly na letounu použity. První skupina s označením "EP01" reprezentuje ty části letounu, jež jsou tvořeny uhlíkovým kompozitem s dodatečnou ochrannou vrstvou v podobě jemné měděné mřížky. Skupina s označením "EP02" zastupuje kategorii kompozitů, jejichž vrstvy jsou vytvořeny ze skelného laminátu a běžně se na letadle používají jako kryty pro anténní a radarové prvky. Třetí materiálová skupina s označením "GO18" představuje běžné uhlíkové kompozity, které, na rozdíl od první skupiny, nejsou nijak dodatečně chráněny. Do poslední materiálové skupiny pak spadají veškeré kovové části konstrukce, které jsou v simulačním modelu nahrazeny pomocí PEC aproximace.

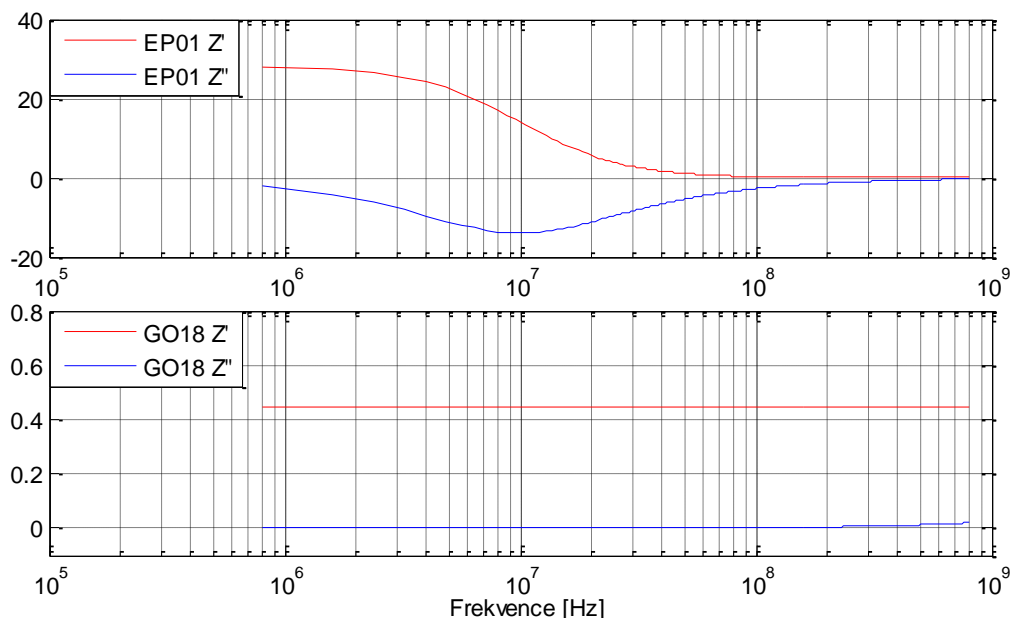
U všech z výše uvedených kompozitních materiálů byly v průběhu řešení projektu HIRF-SE zjištěny měření jejich stínící a přenosové vlastnosti, aby pro ně bylo možné v rámci použitých simulačních prostředí vytvořit dostatečně přesné materiálové modely. [173], [161], [174]

¹⁶⁴ "Hybridní" síť znamená, že jsou v ní obsaženy různé typy 2D elementů - v případě EV55 se jednalo o trojúhelníkové a čtyřúhelníkové elementy. Hybridní síť byla využita během simulací v CONCEPT II kvůli snížení výpočetních nároků (bylo ověřeno, že volba typu sítě - hybridní vs. trojúhelníková - nemá vliv na přesnost výpočtů v tomto simulačním prostředí). V případě CST MWS byla tato síť upravena na čistě trojúhelníkové elementy, díky problémům s importem modelu (v případě MWS tato síť sloužila pouze jako předloha. Pro výpočet modelu byla použita metoda založená na FIT).



Obr. 4.19 Komplexní model letounu EV55 a materiálové rozložení jeho dílčích částí (MWS)

V případě MWS byly výše uvedené kompozity (*EP01*, *GO18*) nahrazeny SIBC modelem (chování materiálu je vyjádřeno pomocí povrchové impedance - *Surface Impedance Boundary Condition*; [175]; $Z_{11} = Z_{22} = 0$, $Z_{12} \doteq Z_{12\text{meas}}$, $Z_{21} \doteq Z_{21\text{meas}}$; kde $Z_{12\text{meas}}$ a $Z_{21\text{meas}}$ byly odvozeny ze zjištěného chování SE proměřených kompozitů; viz Graf 4.12). Materiálová náhrada kompozitu *EP02* byla blíže popsána již v rámci popisu modelů použitých na letounu VUT100 (viz Kap. 4.1.2.2). Všechny nevodivé dielektrické prvky, jako jsou okna z plexiskla či gumová kola podvozku, byly ze simulační analýzy vyřazeny.



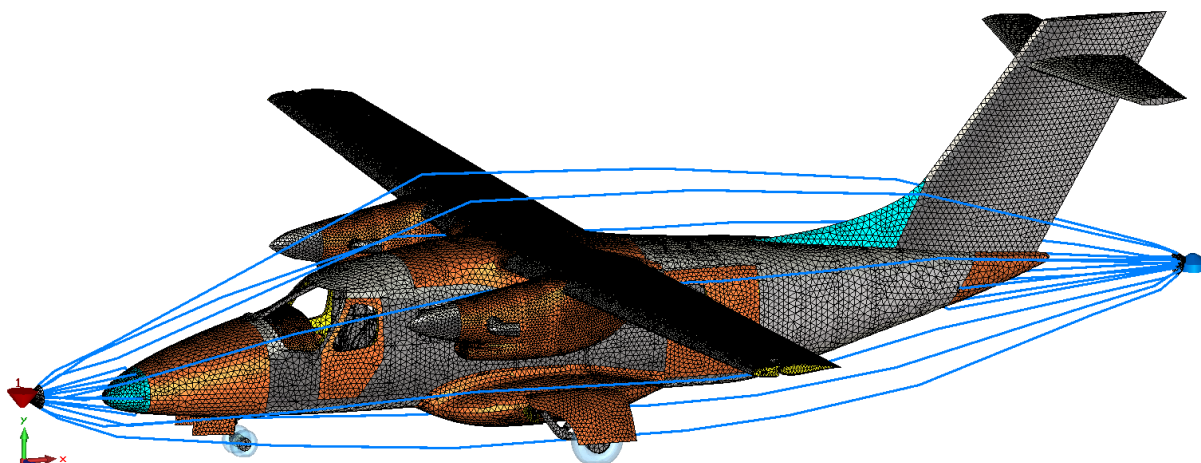
Graf 4.12 Charakteristické vlastnosti vytvořených zjednodušených materiálových modelů kompozitů EP01, GO18 v závislosti na frekvenci (SIBC - 1D impedanční vrstva)

V případě modelu, který byl použit v prostředí CONCPET II (MoM), byly kompozitní materiály vykazující silné vodivé vlastnosti nahrazeny PEC (*EP01*, *GO18*). Málo vodivé a radioprůzračné materiály byly u těchto modelů zcela odstraněny a nepodílely se tak žádnou

měrou na provedených simulačních analýzách (EP02, dielektrické části).¹⁶⁵ Důvodem tohoto zásadního zjednodušení chápání materiálové podstaty dílčích částí reálné předlohy simulačního modelu byly extrémní časové a hardwarové výpočetní nároky, které nebylo možné bez těchto úprav pomocí dostupných prostředků obejít.

Shrnutí nejdůležitějších informací spojených se simulačními úlohami, které byly vytvořeny na základě provedených reálných měření (viz kapitoly Kap. 4.2.1 a Kap. 4.2.2.1), je možné nalézt v tabulce Tab. P. 17.3 jež je uvedena v příloze Příloha č. 17.

Nastavení dílčích parametrů buzení vytvořených simulačních úloh se lišilo dle charakteru měřené úlohy, které jsme se snažili přiblížit. V případě LLDD testů byl jako zdroj buzení použit obyčejný diskretní port, který budil systém zpětných vodičů stejným způsobem, jaký je znázorněn na obrázku Obr. 4.20. U simulačních úloh popisujících testy LLSC a LLSF byla jako zdroj buzení použita obyčejná rovinná vlna, jejíž orientace vůči letounu odpovídala těm směrům, ze kterých byl ozařován během svého měření (viz Tab. 4.7). Důvody, jež vedly k takovému zjednodušení charakteru reálně použitého budicího zdroje, byly především spojeny s nezbytnou úsporou jak časových, tak i hardwarových nároků, zejména pak v případě simulačního prostředí MWS.



Obr. 4.20 Ilustrační znázornění buzení modelu letounu EV55 pro variantu LLDD (komplexní model; MWS)

Z pohledu vlastností okolního prostředí, byl simulovaný letoun v obou použitých simulačních prostředích vždy umístěn nad ideálně vodivou zemní rovinu ($E_t = H_n = 0$) a jeho zbylé okolí bylo definováno pomocí vhodně zvolených okrajových podmínek jako otevřený bezodrazový prostor.

Na závěr popisu nastavení vytvořených simulačních programů, je také důležité blíže osvětlit, jakými způsoby byla připravena původní importovaná geometrie "komplexního" modelu EV55,¹⁶⁶ k jejímu finálnímu zpracování v samotných výpočetních jádrech zvolených simulačních programů.

V případě MWS je tato problematika relativně jednoduchá, jelikož tento software v sobě již obsahuje všechny potřebné nástroje, které jsou nutné pro efektivní konverzi vstupní, importované "geometrie" připraveného modelu, do takové podoby, jež je vhodná pro zvolený řešič (FIT). Základní parametry použité síť pro LLSF, LLSC byly odvozeny ze zvolené maximální frekvence simulace ($f_{max} = 800$ MHz) a minimální možné diskretizace výpočetního prostoru ($\lambda_{max}/12$), jež byly u těchto úloh nastaveny. Vzhledem ke geometrické

¹⁶⁵ Z tohoto důvodu byly také v případě CONCEPT II ze simulačních analýz vyloučeny některé z definovaných měřících pozic.

¹⁶⁶ Touto "geometrií" je zde myšlena původní nestrukturovaná síť letounu, která byla předem připravena v pre-processoru ANSA a je blíže popsána v úvodní části této podkapitoly

a materiálové komplexnosti načteného modelu pak byla takto vytvořená síť v jeho dílčích oblastech dále upravována takovým způsobem, aby za zvolených simulačních podmínek poskytla optimální kompromis mezi co nejpřesnějším popisem chování elektromagnetického pole v definovaném výpočetním prostoru (jemnost a kvalita sítě) a její únosností z pohledu potřebných nároků na výpočet (HW a časové nároky). Ukázku takto vytvořené sítě v rámci analýz zaměřených na LLSF testy je možné vidět na obrázku Obr. 4.21.

Nastavení potřebné kvality sítě vhodné pro výpočty v prostředí CONCEPT II bylo poněkud obtížnější. Tento program v sobě nezahrnuje žádné vhodné nástroje, které by mohly být použity pro dodatečné úpravy kvality sítě importovaného modelu, díky čemuž bylo nutné původní "komplexní" model vhodně upravit ještě před jeho importem do tohoto simulačního prostředí. Mimo to, vzhledem k celkovému zvolenému frekvenčnímu rozsahu (50 MHz - 1GHz) a skutečnosti, že v tomto případě byly v rámci analýz použity dvě velmi odlišné metody výpočtu - EFIE, MLFMA, bylo nutné vytvořit více upravených variant původního modelu letounu, které by odpovídaly konkrétním podmínkám, jež byly v dílčích simulačních úlohách nastaveny.

Obecným znakem metody EFIE u tohoto typu úloh jsou extrémně velké hardwarové nároky na výpočet. Z tohoto důvodu zde bylo nutné omezit frekvenční rozsah analýzy do rozmezí od 50 MHz do 350 MHz ($\lambda_{max}/10$). Abychom dosáhli této maximální frekvence, bylo zde ze stejného důvodu dále nutné i významně zjednodušit podvozkovou část letounu, u níž se nepředpokládalo významné ovlivnění sledovaných veličin ve specifikovaných oblastech našeho zájmu. Ilustrační ukázka výsledné sítě tohoto "zjednodušeného" simulačního modelu je uvedena na obrázku Obr. P. 18.1 v příloze Příloha č. 18.¹⁶⁷ [176], [165]

V případě metody MLFMA byl celkový zvolený frekvenční rozsah rozdělen do tří pásem (100 - 350 MHz, 350 - 700 MHz a 700 - 1000 MHz).¹⁶⁸ Pro každé z uvedených pásem byla vytvořena nová, vhodně upravená varianta sítě původního "zjednodušeného" modelu, který byl použit během výpočtů pomocí metody EFIE. Maximální velikost elementů byla ve všech uvedených variantách odvozena z horní hranice frekvenčního rozsahu, pro niž byl daný model připraven ($\lambda_{max}/8$). Ve všech případech se jednalo o trojúhelníkovou, nestrukturovanou síť.¹⁶⁹ Ukázky použitých simulačních modelů, jež byly použity při analýzách modelu letounu pomocí metody MLFMA jsou uvedeny v příloze Příloha č. 18 obrázku Obr. P. 18.2.[176], [165]

¹⁶⁷ Jako zajímavou skutečnost je zde vhodné také zmínit, že tento zjednodušený model byl vytvořen ve dvou verzích, jež se od sebe lišily pouhým typem použité sítě. Jedna varianta simulačního modelu byla vytvořena čistě trojúhelníkovými elementy, zatímco druhá byla tvořena kombinací trojúhelníkových a čtyřúhelníkových elementů (tzv. hybridní síť). Porovnáním jejich dosažených výsledků pak bylo ověřeno, že použití hybridní sítě u vhodně navržených algoritmů, které jsou založeny na EFIE, nemusí zapříčinit žádné znatelné odchylky v dosažených výsledcích, ani u takto rozměrných a geometricky složitých objektů. Bylo tak tedy potvrzeno, že použití hybridní sítě pro popis tohoto typu úloh může za těchto okolností významně snížit hardwarové nároky na analýzu, aniž by jakýmkoliv způsobem narušila přesnost dosažených výsledků (viz [176]).

¹⁶⁸ Důvodem k použití metody MLFMA i ve frekvenčním rozsahu prvního z uvedených pásem zde byla snaha o přibližné určení oblasti, kdy je již tato metoda - s ohledem na relativně velké rozměry elementů použité sítě vůči samotné konstrukci modelu a aktuální vlnové délce - schopna u typově obdobných případů poskytnout dostatečně přesné výsledky. Subjektivním porovnáním dosažených výsledků simulací pomocí MLFMA s výsledky, jež byly zjištěny měřeními a jinými metodami výpočtu, bylo posléze zjištěno, že tato výpočetní metoda dokáže bezpečně popsat chování v tomto konkrétním případě již od cca 200 - 250 MHz [176], [165]

¹⁶⁹ Použitý algoritmus MLFMA byl uzpůsoben pouze pro síť s trojúhelníkovým typem elementů.



Obr. 4.21 Ilustrační znázornění dosažené kvality strukturované sítě modelu letounu EV55 u varianty LLSF (komplexní model; MWS)

4.2.2.3 Ilustrační výsledky simulací letounu EV55

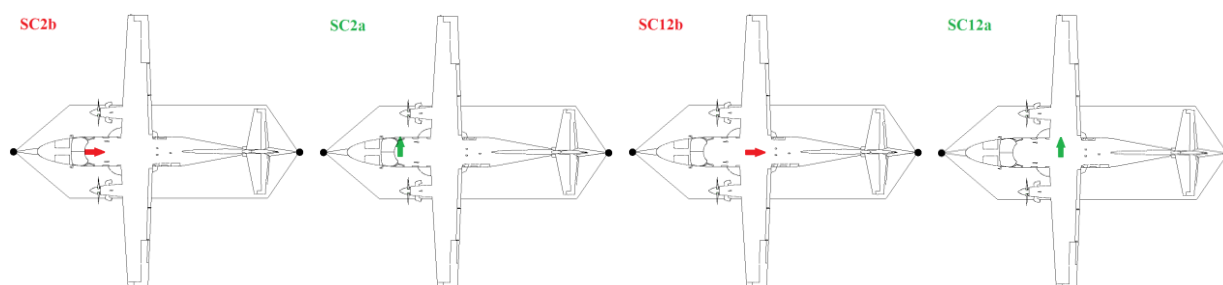
V této podkapitole budou stručně představeny některé z dosažených výsledků simulačních úloh letounu EV55, jež byly blíže popsány v jejích předcházejících částech (viz kapitoly Kap. 4.2.1, Kap. 4.2.2.1, Kap. 4.2.2.2).

V rámci zachování zavedeného sledu, jsou zde nejprve postupně prezentovány povrchové proudy (SC - *Surface Current*), které byly získány ze simulačních úloh vytvořených na základě realizovaných měření dle metod LLDD a LLSC. Po nich jsou pak dále uvedeny výsledky, které popisují zjištěné chování intenzit elektrického pole (FI - *Field Intensity*) v dílčích vybraných oblastech vnitřního prostoru letounu pomocí metody LLSF.

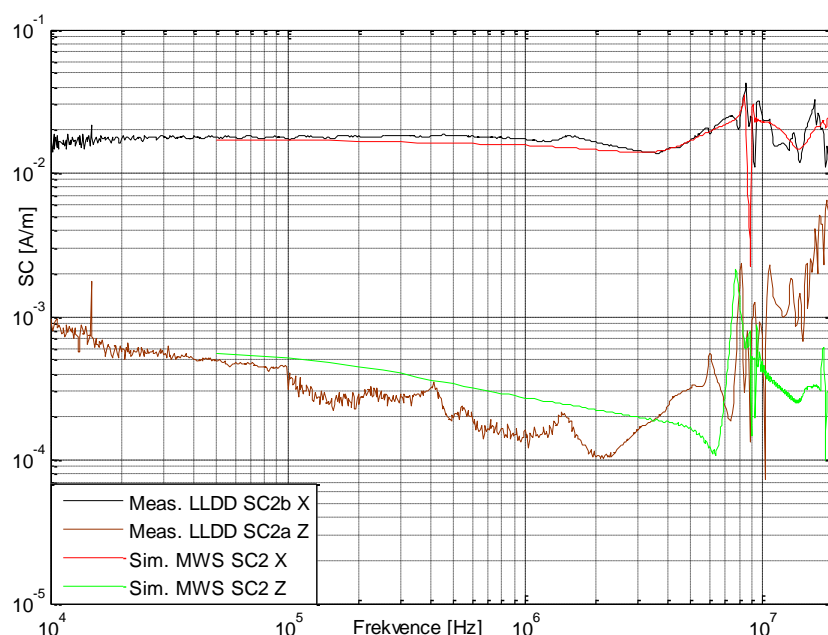
Ukázku celkového zhodnocení prezentovaných výsledků dle postupu doporučeného v [126] je možné nalézt v Tab. P. 20.1 v příloze Příloha č. 20. Uvedená ukázka se skládá z tabulky, která obsahuje základní parametry provedení testu (testovaná platforma, testovaný bod, parametry budícího zdroje, frekvenční rozsah a zhodnocení korespondence výsledků dle IELF), orientační obrázek pozice měřeného bodu a použitého budícího zdroje vůči konstrukci letounu, a tři výsledkové grafy. První z nich představuje přímé porovnání změřených a

simulovaných výsledků mezi sebou. Ve druhém grafu jsou tato data postupně průměrována přes 5% svého aktuálního frekvenčního rozsahu ($BW_{5\%}$) a prezentována společně s jejich amplitudovou obálkou (ENV; viz [126]:Eq. 10, Kap. 6, Kap. 7). Poslední z uvedených grafů poté reprezentuje dosažený rozdíl mezi těmito amplitudovými obálkami (v dB příslušné jednotky porovnávané veličiny).

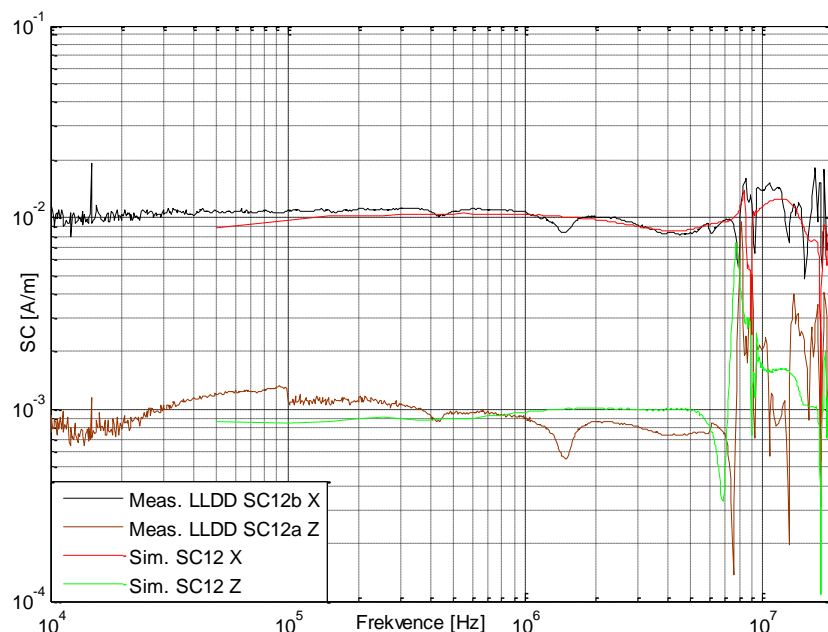
První dva grafy představují zjištěné výsledky chování povrchových proudů na simulačních modelech, jež byly přizpůsobeny charakteru provedených testů dle metody LLDD (Graf 4.13, Graf 4.14). Základní informaci o pozicích, v nichž byly tyto povrchové proudy měřeny, je možné určit z ilustračního obrázku Obr. 4.22 (bližší informace je možné nalézt v rámci kapitoly Kap. 4.2.1: viz Obr. 4.15, Příloha č. 17, Tab. P. 17.1).



Obr. 4.22 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných SC na letounu EV55 (LLDD)



Graf 4.13 Porovnání získaných SC na pozicích SC2a / SC2b pro LLDD (EV55; MWS vs. měření)



Graf 4.14 Porovnání získaných SC na pozicích SC12a / SC12b pro LLDD (EV55; MWS vs. měření)

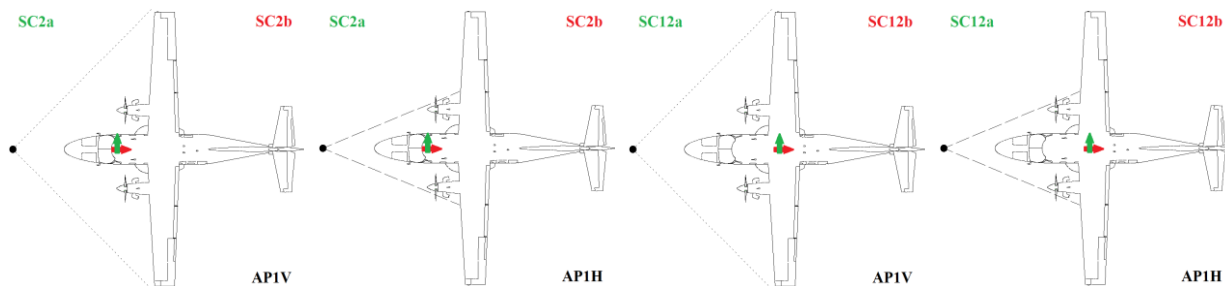
Výrazné výkyvy v chování povrchových proudů, jež můžeme pozorovat na výše uvedených grafech ve frekvenční oblasti nad 7 MHz, jsou způsobeny samotnou zpětnou soustavou vodičů, která se snižující se vlnovou délkou začíná silně rezonovat, a tím i přestává plnit svůj původní účel v podobě stálého buzení analyzované konstrukce letounu. Nepřirozené chování změřených výsledků, které lze pozorovat na počátku zvoleného frekvenčního rozsahu, je způsobeno zvýšenou úrovní šumu během měření (cca. 10 - 100 kHz; [170]). Menší úroňové špičky v okolí 1,5 MHz u pozice SC12 doposud nebyly průkazně vysvětleny (viz kapitola Kap. 4.1.2.3).

Následující čtyři grafy ilustrují dosaženou shodu mezi chováním povrchových proudů, které byly zjištěny na pozicích SC2 a SC12 za situace, kdy byl letoun ozářen vertikálně a horizontálně polarizovaným budícím zdrojem ze směru AP1 (metoda LLSC; Graf 4.15, Graf 4.16, Graf 4.17, Graf 4.18). Orientaci zdroje buzení vůči konstrukci letounu a přibližné pozice měřících bodů, které jsou s těmito variantami realizovaných testů spojeny, je možné vidět na obrázku Obr. 4.23 (bližší informace jsou uvedeny v kapitole Kap. 4.2.1 a příloze Příloha č. 17).

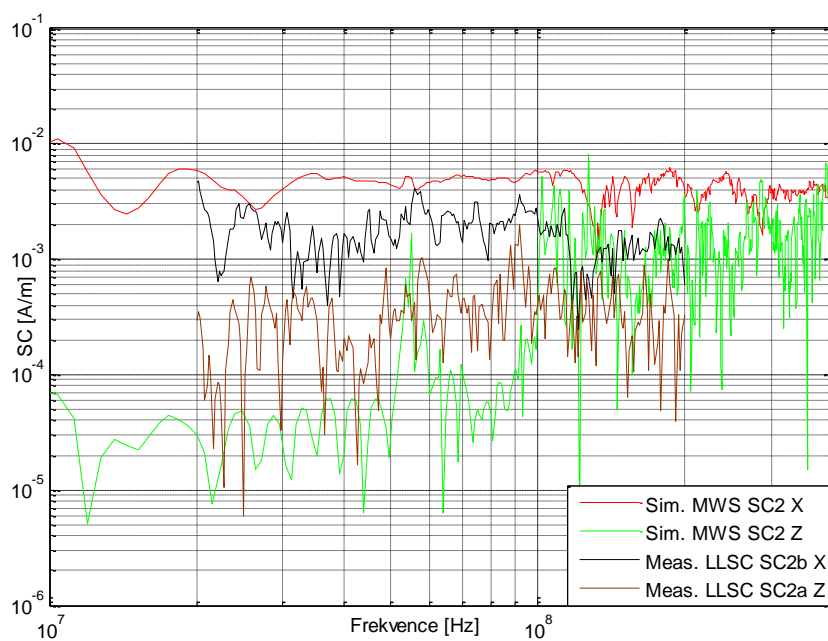
Pro přehlednost jsou v těchto grafech prezentovány pouze výsledky simulací získaných v prostředí MWS. Shodu mezi výsledky, kterých bylo dosaženo pomocí obou zde použitých simulačních prostředí (MWS, CONCEPT II), je možné blíže zhodnotit z jejich vzájemného srovnání, jenž je uvedeno v příloze Příloha č. 20 (viz Graf P. 20.1, Graf P. 20.2, Graf P. 20.3, Graf P. 20.4).

Z porovnání změřených a simulovaných výsledků povrchových proudů je zcela zřejmé, že vzájemná shoda mezi nimi není nikterak dobrá, a to zejména v případech, kdy byla konstrukce letounu ozařována horizontálně polarizovaným zdrojem buzení. Tato skutečnost je o to zajímavější, že samotné výsledky simulací, jež byly získány skrze obě použítá simulační prostředí, mezi sebou nevykazují žádné výraznější rozdíly (s výjimkou oblasti, kde provedená zjednodušení modelů pro CONCEPT II, přímo ovlivnila jejich předpokládané chování - bod SC3; Obr. 4.15, Obr. 4.19).

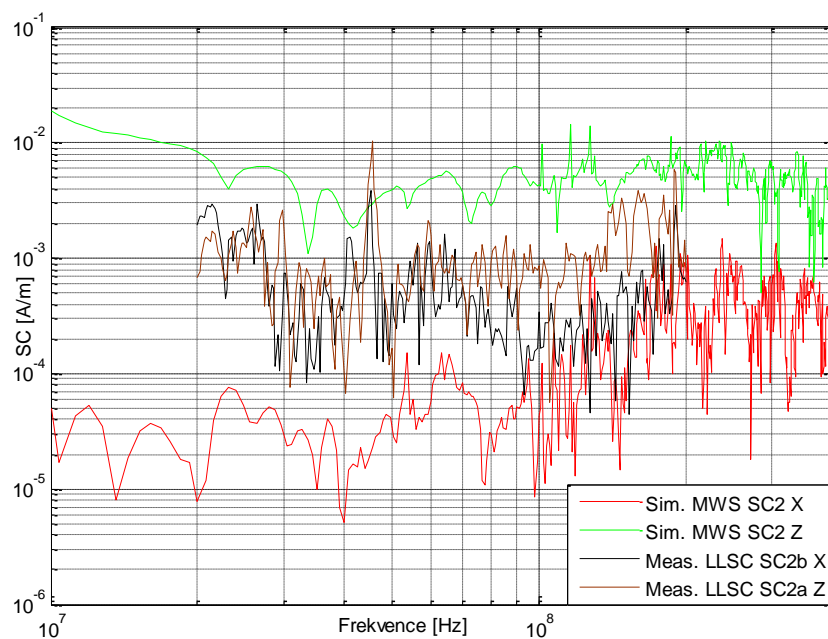
Možné důvody, které s největší pravděpodobností vedly k takto výrazným rozdílům mezi nimi, budou blíže rozebrány v rámci závěrečné diskuze spojené s celkovým zhodnocením dosažených výsledků na letounu EV55 (viz kapitola Kap. 4.2.3)



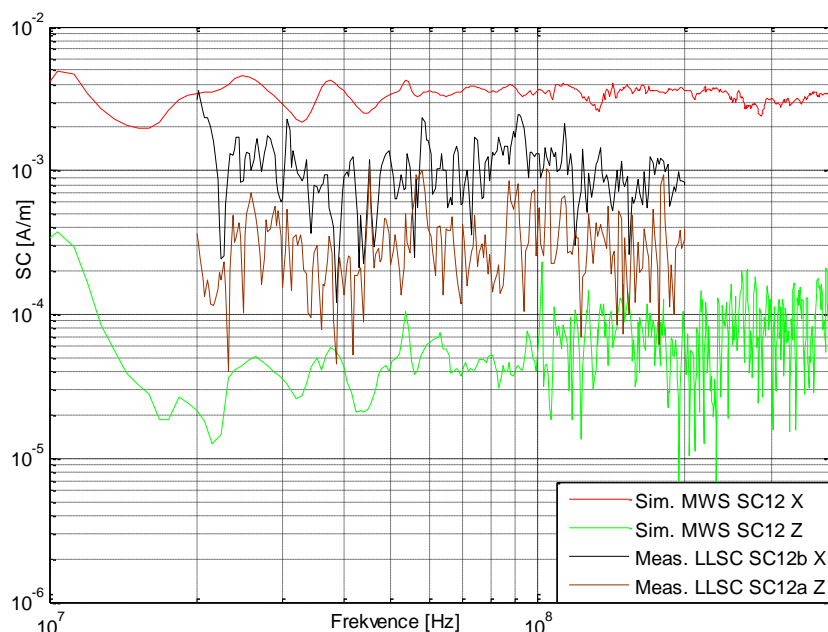
Obr. 4.23 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných SC na letounu EV55 (LLSC)



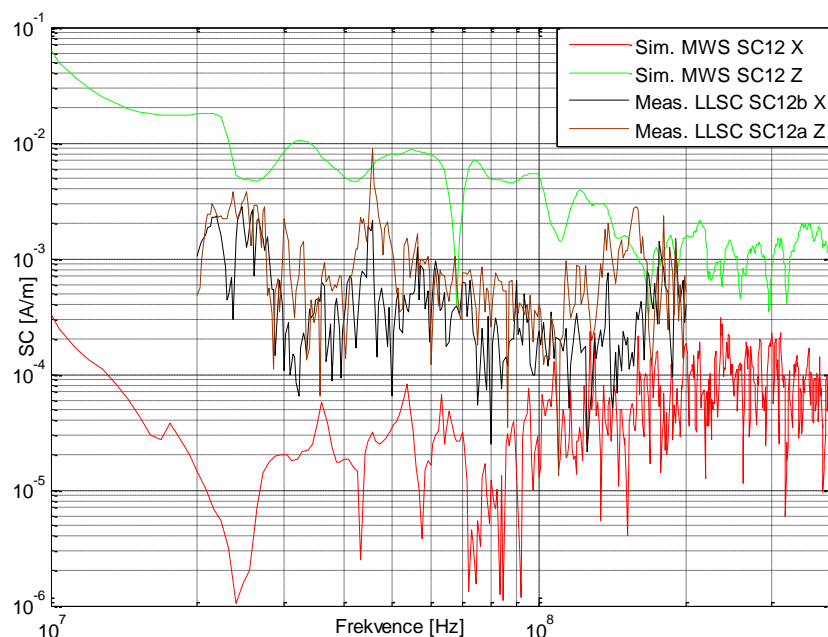
Graf 4.15 Porovnání získaných SC na pozici SC2 pro LLSC (VUT100; V pol., AP1)



Graf 4.16 Porovnání získaných SC na pozici SC2 pro LLSC (EV55; H pol., AP1)



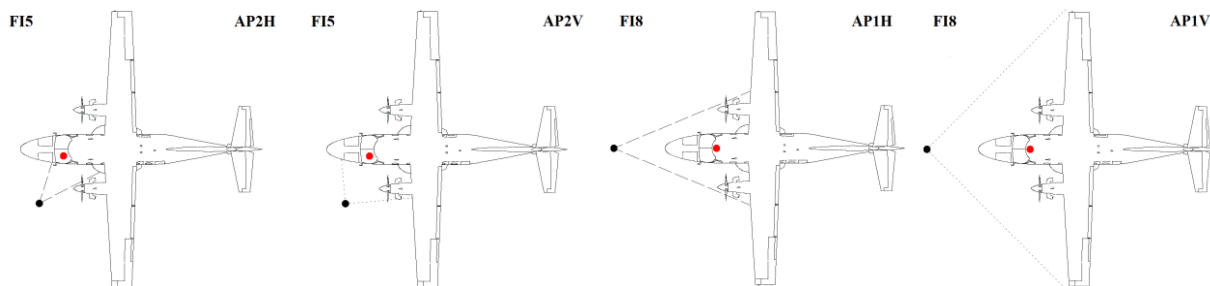
Graf 4.17 Porovnání získaných SC na pozici SC12 pro LLSC (EV55; V pol., AP1)



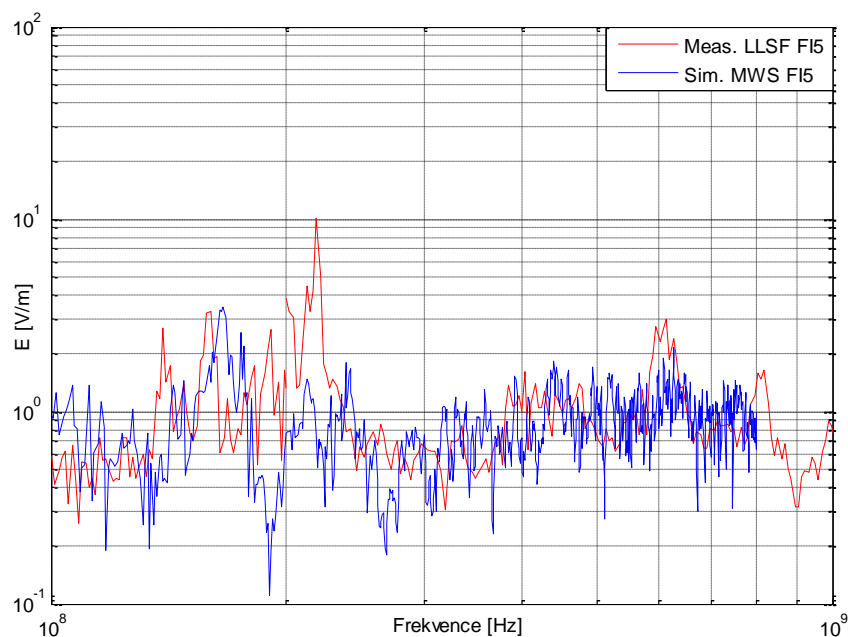
Graf 4.18 Porovnání získaných SC na pozici SC12 pro LLSC (EV55; H pol., AP1)

Poslední čtyři grafy ilustrují dosaženou shodu mezi výsledky simulací a měření letounu VUT100 z pohledu chování intenzity elektrického pole v jeho vnitřním prostoru (testy typu LLSF). Přibližné umístění měřených lokalit, společně s příslušnými orientacemi budícího zdroje, je možné nalézt na obrázku Obr. 4.24. Bližší informace o tomto typu testů a vybraných měřicích pozicích je možné nalézt v kapitole 4.2.1 (viz Obr. 4.17, Tab. 4.1) a příloze Příloha č. 17 (Tab. P. 17.2).

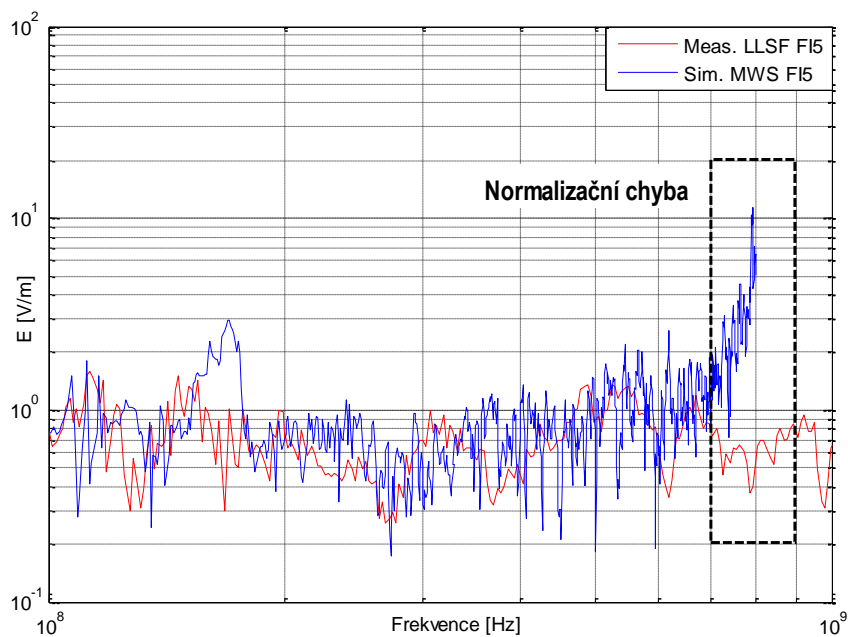
V prvních dvou případech tyto grafy reprezentují chování intenzity elektrického pole v blízkosti avionického panelu, kdy je konstrukce letounu ozařována z pozice AP2 (viz Graf 4.19Graf , Graf 4.20). Zbývající dva pak znázorňují chování tohoto pole ve středové oblasti kokpitu během ozáření letounu ze směru AP1 (viz Graf 4.21, Graf 4.22).



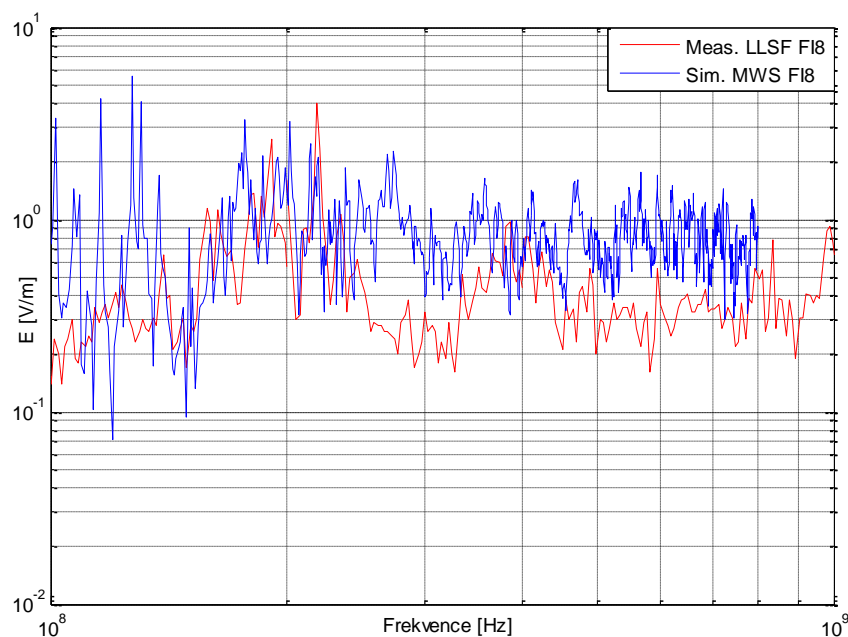
Obr. 4.24 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných FI na letounu EV55 (LLSF)



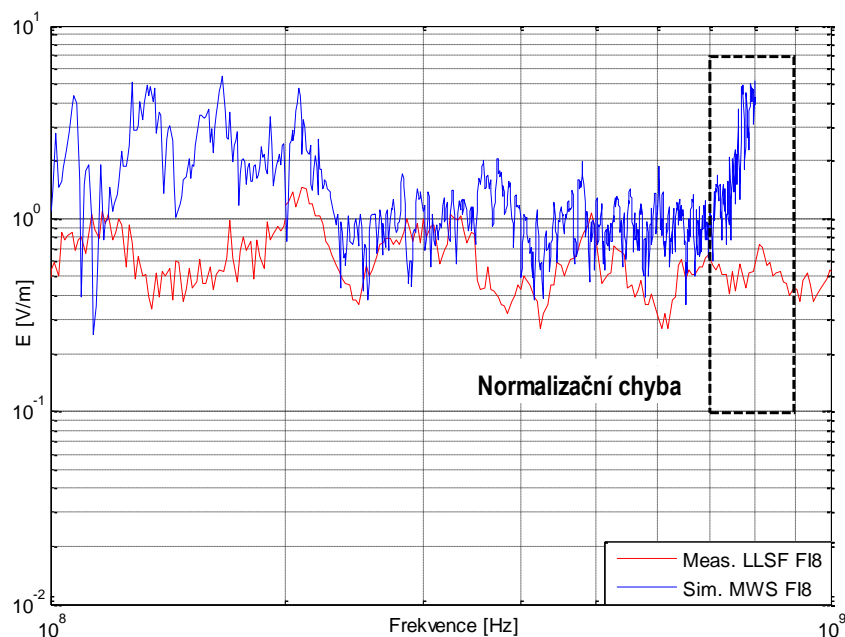
Graf 4.19 Porovnání získaných FI na pozici FI5 pro LLSF (EV55; H pol., AP2)



Graf 4.20 Porovnání získaných FI na pozici FI5 pro LLSF (EV55; V pol., AP2)



Graf 4.21 Porovnání získaných FI na pozici FI8 pro LLSF (EV55; H pol., AP1)



Graf 4.22 Porovnání získaných FI na pozici FI8 pro LLSF (EV55; V pol., AP1)

Z uvedených grafů je zcela zřejmé, že ne u všech prezentovaných případů lze označit dosaženou shodu mezi porovnávanými výsledky za ideální. Toto poznání je o to kritičtější, že v rámci provedených srovnání existují i takové měřené pozice, u nichž o shodě mezi těmito výsledky nelze mluvit prakticky vůbec (viz Příloha č. 20, Graf P. 20.5, Graf P. 20.6, Graf P. 20.7, Graf P. 20.8). Příčiny, které s těmito vzniklými rozdíly mezi zjištěným chováním změřených a simulovaných veličin úzce souvisejí, jsou opět blíže diskutovány v závěrečném shrnutí dosažených výsledků (viz kapitola Kap. 4.2.3).

Potvrzení skutečnosti, že lze dospět k obdobným výsledkům i pomocí simulačních modelů, které byly vytvořeny pro prostředí CONCEPT II (EFIE, MLFMA), je možné ověřit na grafech uvedených v příloze Příloha č. 20 (viz Graf P. 20.9, Graf P. 20.10). V rámci těchto porovnání stojí mimo jiné za povšimnutí i skutečnost, že simulační výsledky získané pomocí MLFMA vykazují překvapivě přesné výsledky již na relativně nízkých kmitočtech.

4.2.3 Celkové zhodnocení dosažených výsledků na letounu EV55

Zde jsou blíže shrnuty poznatky vyplývající z porovnání všech výsledků testů provedených během měření letounu EV55. Shrnutí, pomineme-li ilustrační výsledky uvedené v předchozí podkapitole, je opět vyjádřeno formou tabulek vyjadřujících dosaženou shodu napříč všemi měřicími pozicemi sledovaných veličin a způsoby buzení testovaného letounu pro každou z metod realizovaných měření (LLDD, LLSC, LLSF). Hodnocení dosažené shody spočívá v kombinaci "objektivního" a "subjektivního" prvku. "Objektivní" posouzení je realizováno pomocí algoritmu IELF (číselný údaj o dosažené shodě). "Subjektivní" prvek poté zastupuje běžné zhodnocení dosažené korespondence člověkem (míra shody je vyjádřena pomocí barevné stupnice - princip semaforu).

Dříve než bude blíže zhodnocena celková shoda výsledků realizovaných měření a simulací, je vhodné blíže osvětlit některá z kritických úskalí, která v určitých případech mohou i významně ovlivnit zjištěný stupeň vzájemné korespondence. V rámci provedených analýz na letounu EV55 je možné případné obtíže připsat na vrub především dvěma okruhům řešených problémů, jež jsou uvedeny níže:

- Problematika spojená s normalizací výsledků realizovaných simulací (tzv. "Normalizační chyba").
- Korespondence mezi změřenými a simulovanými výsledky v oblastech, jež jsou částečně, nebo zcela uzavřeny kompozitními částmi analyzovaného letounu.

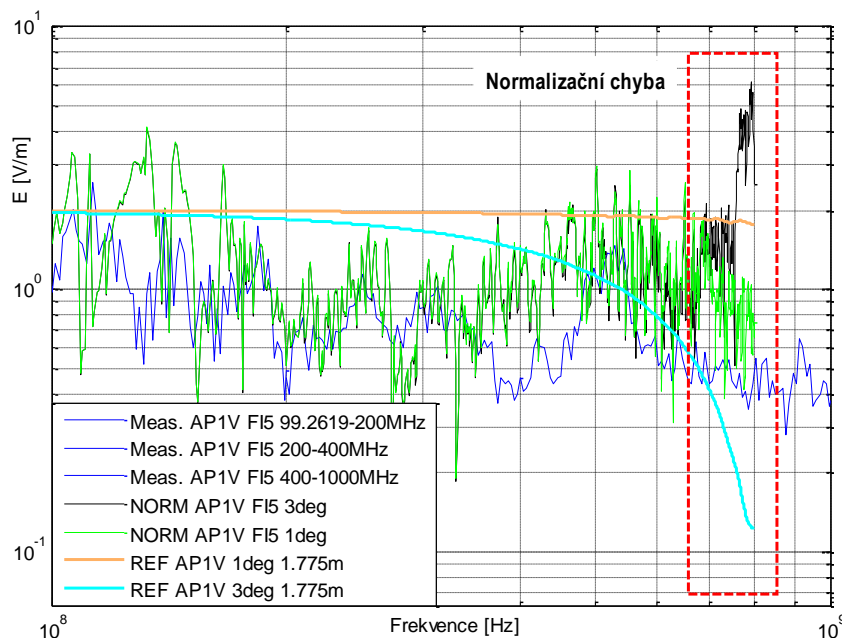
Ad. 1) Ve světě virtuálních testů lehce vznikají situace, kdy idealizované podmínky simulačního prostředí a běžně volené aproximace reálného chování dílčích prvků analyzovaného systému mohou významným způsobem ovlivnit dosažené výsledky, a to i navzdory skutečnosti, že proces jejich získání a zpracování byl realizován naprosto stejným způsobem, jako ten, který jsme použili v reálném případě. Jedním z důsledků může být i chyba způsobená normalizací výsledků vůči konstantnímu zdroji buzení ("Normalizační chyba").

Nebezpečí spojené s běžnými normalizačními metodami během měření letounu nad zemní rovinou spočívají především ve dvou problémech. První z problémů souvisí s faktem, že referenční data kalibračních měření, jsou prakticky vždy "zredukována" do jediné pozice v rámci testovaného prostoru (předpokládanou a předepsanou homogenitu budícího pole u reálných měření na OATS není rozhodně lehké dosáhnout). Druhý spočívá ve skutečnosti, že změřená data sledovaných veličin na letounu jsou u těchto testů v mnoha případech s touto kalibrací neoddelitelně svázána.¹⁷⁰ (viz [126]: Chap. 6.3.9, Chap. 6.4.3) Pokud je tedy cílem konečně porovnání měření se simulacemi, je přirozeně nutné postupovat obdobným způsobem i v případě výsledků simulací.

Uplatnění této metody normalizace u simulací ovšem můžeme za určitých okolností narazit na úskalí v podobě celkového chování budícího pole v okolí testovaného objektu. To je ve své podstatě úzce svázáno s několika proměnnými, jako jsou frekvence (resp. λ), fyzické rozměry objektu (obzvláště výška jeho POE), úhel sklonu a polarizace budícího zdroje. Podmínka úspěšné normalizace výsledků vybuzených takovýmto polem je zase limitována předpokladem, že zformované pole je při buzení testované konstrukce navzdory všem těmto proměnným stále dostatečně "homogenní" - resp. prosto extrémních lokálních výchylek. Srovnáme-li reálnou a virtuálně popsanou variantu takového prostředí, neexistuje žádná přímá vazba, která by zaručovala, že za stejných podmínek bude dosažena dostatečná "homogenita" pole v měřené oblasti u obou z nich. Vlivem idealizací, jako je například

¹⁷⁰ Svázána jsou díky skutečnosti, že výkon budícího zdroje je v průběhu měření měněn v závislosti na získané kalibraci tak, abychom vykompenzovali jeho případné odchylky v místě měření.

aproximace zdroje rovinnou vlnou či ideálně vodivá, nekonečná zemní rovina ($E_t = H_n = 0$), lze pak u simulačních analýz v takovýchto případech lehce zaznamenat výrazné rozdíly v chování budícího pole, které se mohou uplatnit při normalizaci získaných výsledků například v podobě extrémních a naprosto nereálných rezonančních zámků. Ty je v podstatě možné jednoduše definovat jako pouhý matematický produkt extrémně idealizovaného chování zjištěného budícího elektromagnetického pole v podobě referenčních dat, které byly použity k normalizaci dosažených výsledků.



Graf 4.23 Ukázka vlivu normalizační chyby na získané výsledky popisující chování intenzity elektrického pole v bodě FI5 při sklonu 1 a 3 stupně mezi budícím zdrojem a zemní rovinou ("Meas." - měřená data, "NORM" - normalizovaná data, "REF" - referenční data získaná v definované výšce nad zemí)

Ukázku ilustrující takovou situaci je možné vidět na grafu Graf 4.23, který představuje porovnání chování zjištěné intenzity elektrického pole na pozici FI5 pro případ vertikálně polarizovaného zdroje buzení. V rámci uvedených simulačních analýz zde byla namísto původních zdrojů použitých během měření - dvě antény: bikónická (100 - 200 MHz) a logaritmicko-periodická (200 - 1000 MHz) -, použita aproximace rovinnou lineárně polarizovanou vlnou, jejíž sklon vůči ideální zemní rovině činil 1° a 3° (varianty "1deg" a "3deg"). Z porovnání normalizovaných výsledků měření a těchto dvou mírně odlišných simulačních variant lze zcela jasně vyvodit, že jediná příčina, jež způsobila výrazné odchylky na konci sledovaného frekvenčního rozsahu u varianty "3deg", spočívá ve zmíněném, výrazně odlišném a díky použitým aproximacím i velmi idealizovaném chování zjištěných referenčních dat nad zemní rovinou.¹⁷¹

Ad. 2) Jak již bylo naznačeno v předchozí podkapitole Kap. 4.2.2.3, v rámci všech změřených pozic na letounu EV55 existují problematické oblasti, v jejichž případě jsou výsledky vytvořených simulačních úloh a měření od sebe natolik odlišné, že o shodě mezi nimi prakticky nelze hovořit (viz Příloha č. 20, Graf P. 20.5, Graf P. 20.6, Graf P. 20.7, Graf P. 20.8). Dle zavedeného značení se jmenovitě jedná o měřicí pozice FI1, FI2, FI10, FI11 a FI13 a jejich společným charakteristickým prvkem je skutečnost, že jsou všechny částečně, nebo zcela uzavřeny kompozitními částmi analyzovaného letounu EV55 (viz Obr. 4.17).

¹⁷¹ Vzhledem k tomu, že všechny simulace letounu EV55 jež jsou zde uvedeny, odpovídají výše zmíněné variantě "3deg". Není při porovnání dosažených výsledků v případech s vertikálně polarizovaným zdrojem buzení doporučeno brát v potaz jakékoliv výsledky nad hranicí 600 MHz.

Rozsah nesrovnalostí mezi změřeným a simulovaným chováním intenzit elektrického pole pro všechny tyto pozice ve všech uvedených oblastech je možné blíže posoudit z grafů prezentovaných v příloze Příloha č. 20 (Graf P. 20.11 , Graf P. 20.12), a to pro případy ozáření letounu ze směrů AP1 a AP2. Pokud srovnáme míru a charakter rozdílu u všech variant porovnávaných výsledků těchto grafů, a přihlídneme-li při tom i ke zmiňované materiálové skladbě konstrukčních prvků letounu, které se v daných oblastech nacházejí, je nasnadě, že za příčinou těchto neshod s velkou pravděpodobností stojí především nevhodně zvolená materiálová náhrada reálných kompozitních materiálů, jež se v těchto lokalitách ve velké míře vyskytují: GO18, EP01 (GO18 - CFC, EP01 - chráněný CFC).

Na základě výše uvedené hypotézy a trendů, jež jsou ve výše zmiňovaných grafech uvedeny společně s těmito výsledky, se pak jeví jako nejpravděpodobnější varianta, že za vzniklé rozdíly mezi chováním námi vytvořeného virtuálního a reálného modelu v těchto jejich partiích může nedostatečně popsaná frekvenční závislost vodivosti uhlíkového kompozitu, jenž tvoří významnou část obou z uvedených typů použitých kompozitních materiálů. Věrohodnost tohoto tvrzení pak ve své podstatě podporuje i samotný popis materiálové aproximace, jenž je blíže rozveden v kapitole Kap. 4.2.2.2 (SIBC: $Z_{11} = Z_{22} = 0$, $Z_{12} \doteq Z_{12meas}$, $Z_{21} \doteq Z_{21meas}$).

Vrátíme-li se zpět k celkovému porovnání výsledků v rámci dílčích variant testů realizovaných na letounu EV55, můžeme dosaženou shodu mezi nimi zhodnotit s ohledem na výše diskutovaná úskalí následovně:

Metoda LLDD:

Srovnání všech výsledků simulací a měření v rámci analýz založených na metodě LLDD, je možné zhodnotit v níže uvedené tabulce Tab. 4.8.

Tab. 4.8 Tabulka výsledků zjištěné shody mezi SC na letounu EV55 (varianta LLDD)

Pozice měření:	Zhodnocení korespondence (10kHz-20MHz)	
SC2a (Z)	2,17	
SC2b (X)	0,41	
SC3a (Z)	4,09	
SC3b (X)	2,17	
SC9a (Y)	0,41	
SC9b (X)	2,17	
SC10a (Y)	3,30	
SC10b (X)	3,00	
SC11b (X)	0,82	
SC12a (Z)	1,00	
SC12b (X)	0,29	

	IELF>5 (SP:kritická)
	4<IELF<5 (SP: velmi špatná)
	3< IELF <4 (SP: přiměřená)
	IELF <3 (SP: výborná - dobrá)
SP =	Subjektivní posouzení

Jedinou výraznější odchylku mezi změřeným a simulovaným chováním proudů tekoucích po povrchu letounu EV55 je možné v rámci LLDD testů pozorovat na pozici SC3 (kompozitní nosová část letounu; viz Obr. 4.15) a to u varianty, kdy byla měřicí sonda orientována kolmo k hlavní ose trupu letadla.

Nejpravděpodobnější příčinou těchto rozdílů je samotné chování materiálové náhrady kompozitu, z něhož je tato část letounu vytvořena (EP01 - chráněný CFC). Jak již bylo zmíněno v úvodu této podkapitoly (viz Ad. 2), materiálová náhrada, která zde byla pro popis uhlíkových kompozitů použita, velmi zjednodušeně popisuje reálné chování jejich vodivosti a není ani uzpůsobena pro zohlednění jejich anizotropních vlastností.

Obdobně jako v případě VUT100 se také zde setkáváme s faktem, kdy bylo nejlepších výsledků během těchto porovnání dosaženo vždy v těch případech, kdy byl směr sledovaných povrchových proudů orientován souhlasně s předpokládaným směrem jejich maximálního toku - nejčastěji tedy se směrem hlavní osy trupové části letounu (viz Tab. 4.8: *SC2b*, *SC3b*, *SC11b*, *SC12b*).¹⁷²

Metoda LLSC:

Celková dosažená shoda mezi povrchovými proudy pro tuto variantu je vyhodnocena v tabulce Tab. 4.9, která představuje jednak porovnání výsledků měření a použitých simulačních prostředí (MWS, CONCEPT II), ale také vypovídá o dosažené shodě mezi těmito simulačními prostředími navzájem.

Z uvedeného jasně vyplývá, že dosažená shoda mezi simulacemi a měřením není nijak dobrá ani pro jedno z použitých simulačních prostředí. To jasně ukazuje na skutečnost, že definované simulační úlohy nejsou schopny dostatečně přesně popsat chování povrchových proudů tekoucích po letounu tak, jak byly zjištěny během jeho měření na OATS.

Hlavní příčiny mohou být dvě. Buď připustíme, že vytvořený simulační model letounu EV55 není pro tyto účely dostatečně přesný, nebo musíme konstatovat, že rozdíly jsou důsledkem chybně, nebo nedostatečně realisticky definovaných podmínek, na které elektromagnetické pole v rámci vytvořeného modelu reaguje částečně odlišným chováním, než jaké můžeme pozorovat u jeho reálné předlohy.

Na to, že příčina problému nemusí být na straně simulačního modelu, můžeme usoudit s velmi dobré shody mezi výsledky měření a simulací v případě LLDD testu (viz Tab. 4.8). Dalším důležitým faktem je i skutečnost, že prakticky ve všech takto porovnávaných případech je možné přičíst výrazný nesoulad těchto výsledků na vrub zřetelně odlišným dosaženým úrovním, které byly zjištěny u povrchových proudů v rámci jejich měření a simulační analýzy (viz kapitola Kap. 4.2.2.3: Graf 4.15, Graf 4.16, Graf 4.17, Graf 4.18).

Pokud dále vyloučíme možnost, že by bylo dosaženo rozdílů v úrovních povrchových proudů díky špatně zvoleným materiálovým vlastnostem modelu, což lze relativně bezpečně připustit s ohledem na dosažené výsledky v Kap. 4.2.2.3 a Kap. 4.1.2.3, a porovnání výsledků mezi MWS a CONCEPTII v tabulce Tab. 4.9, zbývá jako nejpravděpodobnější příčina už jen zmiňovaný vliv okolí. Ten si je možné hypoteticky představit jako souhrn všech proměnných, které mohou ovlivnit elektromagnetické pole v okolí analyzované konstrukce letounu, což v obdobných případech znamená nedostatečně zohledněné reálné vlastnosti uvažované zemní roviny a použitého budicího zdroje. S ohledem na takto charakterizovaný původ problému jej lze pak zařadit do jedné z prvních dvou skupin problémů, které byly blíže diskutovány v kapitole Kap. 4.2.2.1.

¹⁷² Výjimkou zde není ani pozice SC9, u které jediné vycházejí výsledky porovnání pomocí algoritmu IELF lépe pro příčnou orientaci měřicí sondy, navzdory výše uvedenému konstatování. Důvodem této skutečnosti je, obecně více, komplikovanější rozložení a orientace toku povrchových proudů v této oblasti, která je zapříčiněna přítomností výhledových okýnek pro pasažéry na bocích trupu letounu.

Tab. 4.9 Tabulka výsledků zjištěné korespondence mezi SC na letounu EV55 (varianta LLSC)

Pozice antény:	Pozice měření:	CST-MWS:	CONCEPT II:	MWS vs.CONCEPT II
		20 - 100 MHz	50 - 100 MHz	50 - 350 MHz
APIH	SC2a (Z)	6,932	4,028	3,151
	SC2b (X)	11,587	12,567	2,948
	SC3a (Z)	5,343	2,900	2,411
	SC3b (X)	6,011	13,565	4,403
	SC9a (Y)	7,300	7,989	2,171
	SC9b (X)	6,379	6,396	1,958
	SC10a (Y)	5,792	6,054	2,004
	SC10b (X)	7,100	6,749	2,100
	SC11b (X)	4,198	3,115	1,590
	SC12a (Z)	8,498	7,863	2,024
	SC12b (X)	14,467	14,300	2,743
	SC13b (X)	3,068	9,362	4,041
APIV	SC2a (Z)	7,989	1,817	4,082
	SC2b (X)	3,974	1,797	1,591
	SC3a (Z)	3,281	4,811	7,261
	SC3b (X)	3,498	2,136	0,818
	SC9a (Y)	5,391	3,52	2,991
	SC9b (X)	4,685	1,852	2,419
	SC10a (Y)	5,822	4,441	2,274
	SC10b (X)	5,425	2,419	1,618
	SC11b (X)	5,211	3,477	1,070
	SC12a (Z)	8,672	3,27	4,697
	SC12b (X)	5,199	5,312	0,524
	SC13b (X)	5,861	5,024	1,177

V případě měření byla jako zdroj buzení pro daný frekvenční rozsah použita logaritmicko-periodická anténa, která byla vždy situována přibližně do vzdálenosti 3 m od trupu letounu ve směru maxima jejího uvažovaného vyzařování. Zemní rovinu v tomto případě představovala železobetonová podkladová plocha, na které byla položena měděná síť o rozměrech 12 x 12,5 m (viz Kap. 4.2.1). V případě simulací byl takovýto zdroj buzení nahrazen rovinnou vlnou, jejíž směr v rámci možností korespondoval se směrem původního ozáření objektu během měření a zemní rovina zde byla standardně vyjádřena jako nekonečně velká, ideálně vodivá plocha (viz Kap. 4.2.2.2).

Zvážíme-li všechna výše uvedená fakta, je možné tvrdit, že tyto rozdíly mohly vést k výrazným změnám v chování elektromagnetického pole v okolí analyzovaného letounu, a následně tak zapříčinit i pozorované rozdíly mezi chováním povrchových proudů realizovaných měření a simulací. Důkazy podporující tuto hypotézu je možné vyčíst se zřetelné závislosti chování těchto proudů na charakteru polarizace použitého zdroje buzení (Kap. 4.2.2.3: Graf 4.15, Graf 4.16, Graf 4.17, Graf 4.18). Z těchto průběhů je možné pozorovat, že změna polarizace budícího zdroje v rámci daného frekvenčního pásma významně ovlivňuje jejich chování na povrchu letounu, a to skrze výrazné rozdíly v dosažených úrovních jejich dílčích složek, které byly zjištěny v definovaných směrech (příčný

a podélný směr s hlavní osou letounu) a v obou případech - měření a simulace - korespondují i s přirozeným chováním, jehož od nich lze za daných okolností očekávat.

Další významnou skutečností vyplývající z porovnání je, že takové chování je daleko výraznější v případě povrchových proudů získaných ze simulací (větší rozestupy mezi jejich úrovněmi v přímém a příčném směru), než jaké je možné pozorovat v případě jejich měřených protějšků (viz Graf 4.15, Graf 4.16, Graf 4.17, Graf 4.18).

Hledanou nejpravděpodobnější příčinou je tedy zřejmě idealizované chování elektromagnetického pole, které se v rámci simulované úlohy zformuje nad zemní rovinou v okolí analyzovaného modelu a vybudí na jeho povrchu sledované proudy. V takovémto případě toto pole neztratí prakticky nic ze své původní síly a ani ze své polarizační čistoty. Oproti tomu lze v případě realizovaných měření s relativně velkou jistotou tvrdit, že dané budící pole nejenom ztratí na síle, ale nelze u něj ani zaručit ani udržení polarizační čistoty.

Závěrem je vhodné znovu připomenout velmi dobrou shodu mezi výsledky simulací realizovaných v prostředí CST MWS a CONCEPT II (viz Tab. 4.9).¹⁷³ Tato skutečnost jasně ukazuje na schopnost vybraných simulačních prostředí dostatečně přesně a konzistentně vyjádřit chování elektromagnetického pole a jeho účinků i v případě tak komplexního systému jakým je letadlo, a to bez ohledu na použitou metodu výpočtu (FIT, MoM). Mimo to, tato shoda také nepřímou naznačuje, že rozdíly, které můžeme pozorovat mezi simulačními modely vytvořenými v různých simulačních prostředích, nemají za běžných okolností na sledované veličiny natolik silný vliv, aby vedly k výraznému ovlivnění celkového chování analyzovaného systému.

Na základě všech těchto informací, společně s poznatky získanými z analýzy korespondence dosažených výsledků pro letoun VUT100, pak můžeme vyjádřit domněnku, že v případě obdobných srovnání korespondence chování mezi definovanou simulační úlohou a její reálnou předlohou, která byla realizována za ne příliš ideálních podmínek, by měla být pozornost věnována nejenom realistickému popisu samotného simulačního modelu, ale zejména těm aspektům dané simulační úlohy, které mohou ve významné míře ovlivnit charakter vstupních podmínek, na které má systém v dané úloze následně reagovat (v našem případě tedy zejména dostatečně realisticky popsat charakter buzení modelu, jakožto hlavní vstupní proměnné pro analýzu komplexního systému)

Metoda LLSF:

Srovnání shody mezi výsledky simulací a měření, které byly dosaženy v rámci metody LLSF, je možné vidět v tabulce Tab. 4.10. Porovnání korespondence chování intenzit elektrického pole, jež byly zjištěny odlišnými výpočetními metodami (FIT vs. EFIE vs. MLFMA) je uvedeno v tabulce Tab. 4.11. Porovnání shody mezi FIT a MLFMA bylo rozděleno do pěti odlišných, vzájemně se překrývajících frekvenčních pásem. Důvodem této skutečnosti byla snaha o objektivní posouzení spodní hranice, od které začíná metoda MLFMA dosahovat dostatečně věrohodných výsledků u tohoto typu letounu. Z tohoto posouzení vyplynulo, že tato metoda je v rámci dané úlohy objektivně použitelná přibližně od hranice 200 - 350 MHz (dílčí nesrovnalosti na horní hranici sledovaného frekvenčního pásma u případů s vertikálně polarizovaným zdrojem buzení jsou způsobeny normalizační chybou).

¹⁷³ Až na výjimku v případě pozice SC3a, kde je jejich rozdílné chování zapříčiněno základními rozdíly v charakteru popisu materiálové náhrady nosové části letounu (MWS: SIBC, CONCEPT II: PEC).

Tab. 4.10 Tabulka výsledků zjištěné shody mezi intenzitami el. pole na letounu EV55 (varianta LLSF)

Pozice antény:	Pozice měření:	CST-MWS		CONCEPT II		
		100-400 MHz	400-1000 MHz	EFIE	MLFMA	
				50-350 MHz	200-600 MHz	600-1000 MHz
AP1H	FI1	18,63	5,49			
	FI2	8,74	3,03			
	FI3	4,02	4,08	4,36	4,40	3,20
	FI4	3,82	4,14	4,51	4,74	3,48
	FI5	2,56	3,20	3,03	3,14	2,24
	FI6	2,81	2,94	2,97	3,04	2,16
	FI8	3,09	3,65	3,07	4,08	3,23
	FI9	3,57	3,40	4,22	3,87	2,71
	FI10	11,90	4,58			
	FI11	16,11	6,72			
	FI12	3,37	3,91	3,38	3,74	3,00
	FI13	6,04	2,78			
AP1V	FI1	18,50	5,36			
	FI2	5,30	4,35			
	FI3	5,31	5,66	6,09	4,65	10,74
	FI4	5,36	5,39	6,12	4,80	10,79
	FI5	1,52	3,26	1,87	1,76	8,71
	FI6	1,53	3,29	2,10	1,87	8,63
	FI8	3,75	3,01	3,28	2,59	8,71
	FI9	5,01	3,93	5,15	3,62	9,90
	FI10	6,10	4,59			
	FI11	14,67	4,46			
	FI12	4,46	3,42	4,73	4,12	8,26
	FI13	4,26	6,45			
AP2H	FI1	18,50	5,18			
	FI2	8,91	2,66			
	FI3	2,93	3,15	3,43	2,5	1,81
	FI4	4,00	3,25	4,84	3,72	2,11
	FI5	2,26	1,12	2,53	2,04	1,30
	FI6	2,03	1,56	2,79	2,25	0,99
	FI8	2,90	1,47	2,76	1,66	1,74
	FI9	2,99	2,34	4,01	2,23	1,33
	FI10	9,37	4,11			
	FI11	18,11	7,99			
	FI12	3,45	2,21	4,31	2,33	1,81
	FI13	6,00	4,33			
AP2V	FI1	15,29	5,42			
	FI2	7,17	3,84			
	FI3	4,50	4,60	4,56	3,91	8,88
	FI4	4,26	4,17	4,91	3,52	9,61
	FI5	1,55	1,88	1,73	1,37	7,03
	FI6	1,43	2,45	1,70	1,26	6,97
	FI8	2,74	2,08	3,10	1,49	7,36
	FI9	4,32	4,78	4,44	3,90	8,57
	FI10	7,21	4,97			
	FI11	13,98	7,25			
	FI12	4,53	4,65	4,59	4,17	9,58
	FI13	4,83	5,84			
AP5H	FI5	2,09	1,79	2,52		
	FI9	2,37	1,40	2,50		
AP5V	FI5	1,10	3,27	1,68		
	FI9	3,63	3,07	3,07		

Z porovnání v tabulkách Tab. 4.10 a Tab. 4.11 vyplývá několik zajímavých skutečností, které je vhodné blíže prodiskutovat a vyhodnotit:

- a) Výborná shoda výsledků při použití různých simulačních prostředí (viz Tab. 4.11).
- b) Výrazné rozdíly v chování změřené a simulované intenzity elektrického pole v oblastech *F11*, *F12*, *F110*, *F111*, *F113*.
- c) Zřetelné rozdíly v dosažených výsledcích v oblastech *F19*, *F112* (zejména v případě vertikální polarizace)
- d) Zřetelné rozdíly v dosažených výsledcích v oblastech *F13* a *F14* (zejména v případě vertikální polarizace)
- e) Dobrá shoda výsledků v oblasti avionického panelu (*F15*, *F16*, *F18*)

Ad. A) Výborná shoda výsledků dosažených odlišnými výpočetními metodami zde jasně poukazuje na schopnost využitých simulačních prostředí dostatečně přesně a konzistentně vyjádřit chování elektromagnetického pole a jeho účinků i v případě tak komplexního systému, jakým je letadlo, a to bez ohledu na použitou metodu výpočtu (viz Tab. 4.11, Příloha č. 20, Graf P. 20.1, Graf P. 20.2, Graf P. 20.3, Graf P. 20.4, Graf P. 20.9, Graf P. 20.10).

Mimo to nám ovšem taková shoda i jasně indikuje, že dílčí rozdíly, které můžeme pozorovat mezi simulačními modely vytvořenými pro CST MWS a CONCEPT II, mají relativně slabý vliv na simulované chování pole ve sledovaných lokalitách. Vyloučíme-li, že by mohl být obdobný soulad zapříčiněn pouhou náhodou, například příhodným výběrem sledovaných pozic měřených veličin, můžeme na základě takového pozorování vyvodit domněnku, že chování analyzovaného letounu nebylo ve většině případů nijak výrazněji ovlivněno vzniklými rozdíly v geometrické a materiálové reprezentaci použitých simulačních modelů (a to i když celková geometrie letounu a materiálový popis jejích kompozitních částí byl v případě simulací v CONCEPT II extrémně zjednodušen, v porovnání s modelem pro MWS i realitou.; viz Kap. 4.2.2.2).

Pokud tedy výše uvedenou domněnku dále rozvineme, je zřejmé, že případné příčiny rozdílů mezi výsledky měření a simulací bude vhodné dále hledat zejména v oblastech těch faktorů, jež byly v obou modelech buďto zcela zanedbány (ztrátové dielektrické materiály s relativně malou permitivitou, kabelové svazky, apod.), nebo jejichž vliv není přímo určen samotným modelem, ale spíše idealizovaným prostředím, v němž se model nachází (rozdíly v celkovém chování vnějšího elektromagnetického pole, které závisí především na chování vnějšího budícího zdroje, zemní rovině a jejich vzájemné vazbě)

Ad. B) Z výsledků uvedených v příloze Příloha č. 20, Graf P. 20.5, Graf P. 20.6, Graf P. 20.7, Graf P. 20.8) a tabulce Tab. 4.10 je zcela zřejmé, že chování elektromagnetického pole v analyzovaném systému vykazuje v případě pozic *F11*, *F12*, *F110*, *F111*, *F113* natolik výrazné odchylky, že u nich již nelze v žádném případě považovat shodu výsledků simulací a měření za dostatečnou.

Příčinou je s největší pravděpodobností nedostatečný popis použité simulační náhrady reálných kompozitů v MWS (SIBC; [175]; Kap. 4.2.2.2). Tuto domněnku podporuje zejména fakt, že všechny uvedené pozice jsou umístěny v prakticky zcela uzavřeném prostoru, kde je přenos elektromagnetické energie z vnějšího do vnitřního prostředí zprostředkován především přenosovými vlastnostmi těchto definovaných materiálů. Je tedy zřejmé, že v okamžiku, kdy nebudou vlastnosti jejich uvažované náhrady dostatečně přesně popsány, nemůže být z logiky věci věrohodně vyjádřeno ani chování sledovaného pole uvnitř takto definovaného prostoru.

Na základě výše zmíněného a důkladné analýzy rozdílů trendů dosažených výsledků byla v rámci diskuze nad touto problematikou nastíněna hypotéza, že odlišné chování použité náhrady je s největší pravděpodobností úzce spjato s vlastnostmi, jež u ní ovlivňují její frekvenčně závislou vodivost (viz bod *Ad. 2*) v úvodu této podkapitoly). Jinými slovy, že uvedené problémy jsou s největší pravděpodobností přímo svázány s nedostatečným zohledněním závislosti definované povrchové impedance na hloubce vniku elektromagnetického pole do tohoto specifického typu materiálu ("skin depth").

Tab. 4.11 Tabulka dosažené shody mezi výsledky simulací na letounu EV55 (varianta LLSF)

CONCEPT II:		EFIE	MLFMA				
Pozice antény:	Měřicí pozice:	50-350 MHz	100-350 MHz	350-1000 MHz	200-600 MHz	600-1000 MHz	200-1000 MHz
AP1H	FI3	2,665	4,349	0,935	0,971	1,29	1,032
	FI4	2,5	4,218	1,121	1,214	1,142	1,2
	FI5	1,562	3,141	0,854	1,347	0,962	1,273
	FI6	1,561	3,106	1,048	1,39	1,389	1,39
	FI8	2,482	2,843	1,007	1,226	1,114	1,205
	FI9	2,671	2,589	0,998	1,197	0,834	1,127
	FI12	3,201	3,006	0,985	1,058	0,95	1,037
AP1V	FI3	2,658	1,928	1,507	1,099	2,785	1,424
	FI4	2,627	2,096	1,449	1,236	2,503	1,48
	FI5	1,967	1,403	1,466	0,961	2,905	1,336
	FI6	1,869	1,55	1,667	1,102	2,806	1,431
	FI8	2,317	2,55	1,891	1,236	3,521	1,677
	FI9	2,708	1,552	1,567	0,919	3,384	1,394
	FI12	3,205	1,685	2,169	1,419	3,247	1,771
AP2H	FI3	2,32	3,683	1,43	1,431	1,932	1,528
	FI4	2,55	3,973	1,32	1,766	1,586	1,732
	FI5	1,722	3,539	0,695	1,82	0,637	1,593
	FI6	1,843	3,773	0,718	1,942	0,633	1,69
	FI8	1,58	2,071	1,163	1,244	0,952	1,188
	FI9	2,669	2,187	1,087	1,104	0,836	1,052
	FI12	2,756	2,81	0,978	0,986	1,062	1,001
AP2V	FI3	2,632	1,953	1,259	1,18	1,933	1,325
	FI4	2,192	1,856	1,485	1,083	2,392	1,336
	FI5	1,712	1,434	1,234	0,689	2,494	1,037
	FI6	1,575	1,004	1,228	0,763	2,252	1,045
	FI8	2,073	1,545	1,693	1,183	2,366	1,411
	FI9	2,778	1,448	1,219	1,08	1,328	1,127
	FI12	2,464	1,261	1,17	0,84	1,737	1,01
AP5H	FI5	1,639					
	FI9	2,903					
AP5V	FI5	2,014					
	FI9	3,813					

Ad. C) Porovnáme-li chování dosažených intenzit elektrického pole v lokalitách *FI9* a *FI12* (viz Graf 4.24), zjistíme, že výsledky získané měřením na připraveném OATS obecně dosahují oproti simulacím výrazně nižších úrovní, což v konečném důsledku vede i k deklarovaným špatným výsledkům hodnocení korespondence pomocí algoritmu IELF (viz Tab. 4.10).

Za nejpravděpodobnější příčinu odlišného chování výsledků simulací a měření lze označit zejména rozdílné buzení sledovaného vnitřního prostoru letounu EV55, skrze jeho vazby s okolním prostředím (druhá skupina problémů uvedených v kapitole Kap. 4.2.2.1) a ztrátové prvky, které mají významný tlumicí účinek na chování elektromagnetického pole rezonujícího ve vnitřním prostoru letounu a jež nebyly začleněny do vytvořeného simulačního modelu během jeho přípravy (třetí skupina problémů uvedených v kapitole Kap. 4.2.2.1).

Domněnka, že za rozdíly ve výsledcích mohou být znatelnou měrou zodpovědné nezačleněné ztrátové prvky, je v podstatě založena na dvou skutečnostech. První z nich je fakt, že odchylky v chování měřené a simulací zjištěné elektrické intenzity pole mezi pozicemi *FI9* a *FI12* jsou podstatně menší, než jsou sledované rozdíly mezi změřenými a simulovanými průběhy, které byly zjištěny pro každou z těchto pozic zvlášť (toto chování je dobře zřetelné zejména v případech s vertikálně polarizovaným zdrojem buzení).¹⁷⁴ Druhým důvodem, proč se může jevit vliv ztrátových prvků na tyto rozdíly jako kritický, je relativně stálý a na frekvenci málo závislý úrovněvý odstup mezi výsledky a obecně vyšší úrovně intenzit elektrického pole, jichž bylo dosaženo simulacemi.

Na druhé straně ovšem můžeme při porovnání výsledků nalézt i takové aspekty, které nelze úspěšně vysvětlit pouhým nedostatečným popisem ztrát ve vnitřním prostředí letounu, ale lze je relativně dobře vysvětlit jako odlišnosti v charakteru jeho buzení. Mezi ně patří i frekvenční oblasti (viz Graf 4.24, vyznačené jako "vysoce rezonanční oblast"), ve kterých mají měřené hodnoty natolik silné rezonanční chování, že se jejich úrovně prakticky rovnají úrovním ze simulací.

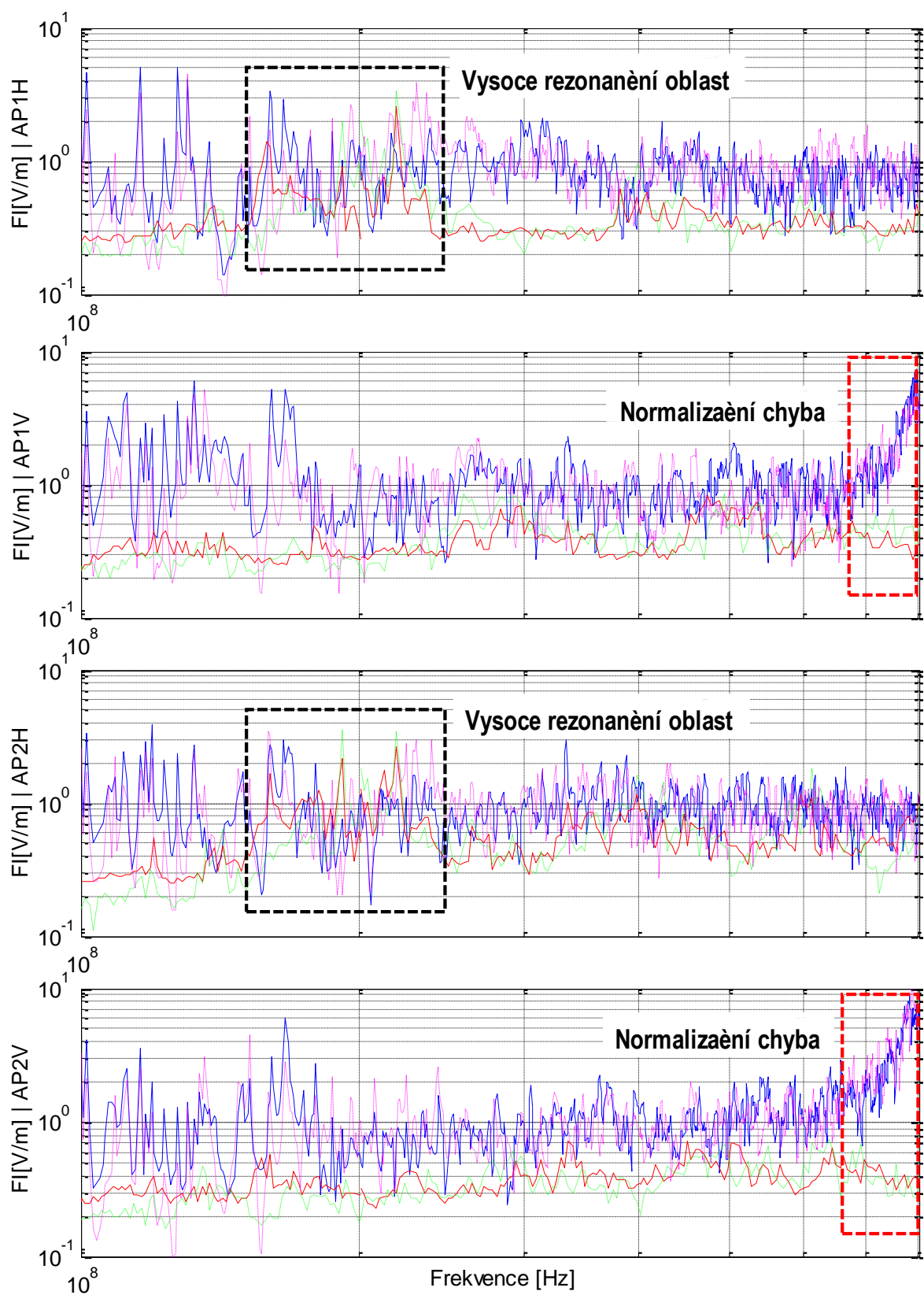
Fakt, že tyto oblasti nalézáme pouze v případě buzení letounu horizontálně polarizovaným polem, a skutečnost, že dosažená shoda mezi měřenými a simulovanými povrchovými proudy obecně vykazuje obdobně výrazné úrovněvé rozdíly (viz metoda LLSC), pak tuto hypotézu o silném vlivu rozdílného buzení vnitřního prostředí letounu během jeho měření a simulací podporuje ještě více.

Pokud shrneme všechny tyto aspekty, jeví se kombinace obou výše uvedených příčin jako nejpravděpodobnější příčina všech diskutovaných rozdílů mezi výsledky měření a simulací.

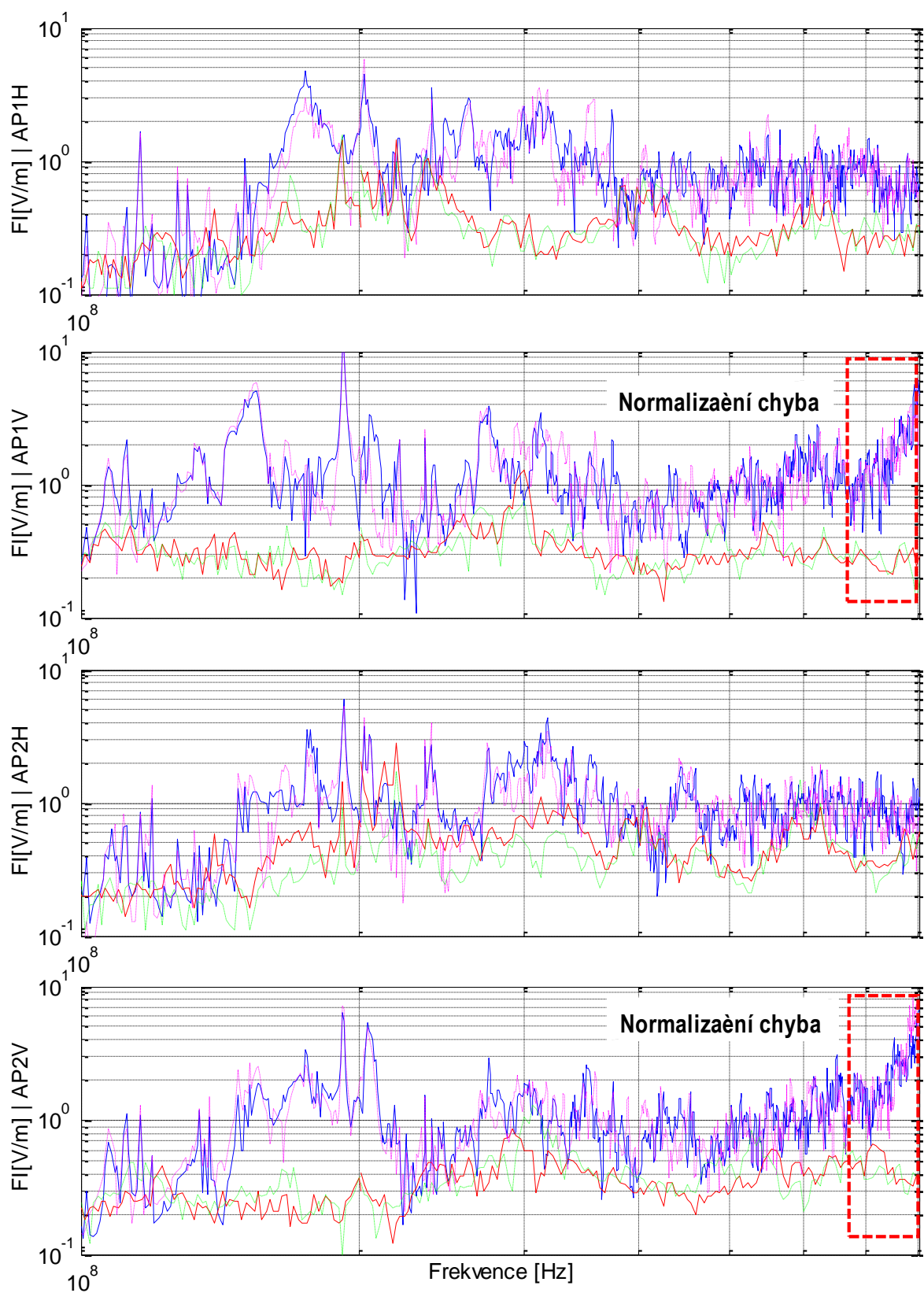
Ad. D) Rozdíly výsledků v oblastech *FI3* a *FI4* se vyznačují velmi podobným chováním i pravděpodobnými příčinami, jak již bylo blíže rozebráno v předchozím bodě (viz bod *Ad. c*); Graf 4.25). Tyto body jsou situovány v polo-uzavřeném prostoru v oblasti nohou pilota a co-pilota. Jedná se tedy o oblasti, jejichž rezonanční vlastnosti mohou být ovlivněny nezačleněnými ztrátovými prvky v simulačním modelu daleko více než oblasti popsané v předešlém bodě (*FI9*, *FI12*).

Závěrem je vhodné také zmínit, že hlavní příčinou podobného chování intenzit elektrického pole, je - oproti pozicím *FI9* a *FI12* - jejich vhodné umístění v rámci symetrické konstrukce pilotní kabiny analyzovaného letounu EV55.

¹⁷⁴ Tyto body jsou od sebe v trupu letounu vzdáleny více než 1 m, je zde tedy dobrý důvod předpokládat, že jimi zjištěné rezonanční chování již spolu nebude na vyšších kmitočtech nijak významněji svázáno. Velmi podobné chování z pohledu dosažených úrovní mezi těmito pozicemi pak do určité míry vypovídá o konkrétní ztrátovosti prostředí, v němž byly dané intenzity zjištěny.



Graf 4.24 Porovnání chování elektrické intenzity pole v bodech FI9 a FI12 pro případy AP1 a AP2 (FI9 : modrá plná čára - simulované výsledky, červená plná čára - měřené výsledky; FI12: purpurová tečkovaná čára - simulované výsledky, zelená tečkovaná čára - měřené výsledky)



Graf 4.25 Porovnání chování elektrické intenzity pole v bodech FI3 a FI4 pro případy AP1 a AP2 (FI3: modrá plná čára - simulované výsledky, červená plná čára - měřené výsledky; FI4: purpurová tečkovaná čára - simulované výsledky, zelená tečkovaná čára - měřené výsledky)

Ad. E) Ze srovnání v kapitole Kap. 4.2.2.3 a porovnání průběhů pomocí algoritmu IELF (viz Tab. 4.10) je možné usoudit, že nejlepší shody mezi výsledky simulací a měření bylo dosaženo ve sledovaných oblastech *FI5*, *FI6* a *FI8* (viz grafy Graf 4.19, Graf 4.20, Graf 4.21, Graf 4.22).

Nejpravděpodobnějším příčinou dobré shody je jejich výhodné umístění v polootevřeném prostoru přední části kokpitu v blízkosti avionického panelu, jehož charakteristické chování minimalizuje vliv obou výše diskutovaných příčin vzniku výrazných odchylek v chování pole mezi simulacemi a měřením (viz diskuze spojená s předchozími body *C*) a *D*)).

Velmi zajímavou informací vyplývající z dobré korespondence mezi výsledky měření a simulací pro tuto specifickou oblast vnitřního prostoru letounu je i skutečnost, že obdobné chování bylo možné pozorovat i v případě letounu VUT 100 (viz Kap. 4.1.3, Tab. 4.5, [153]: ART1, ART2, ART3)

Ačkoliv takový závěr nelze bezpečně potvrdit pouze porovnáním dosažených výsledků u dvou typů letadel, lze na jeho základě vyjádřit hypotézu, že obdobné oblasti mohou být obecně málo citlivé na případné rozdíly mezi popisem reálně provedeného měření a jeho virtuální reprezentace.

4.3 Celkové shrnutí provedených analýz na letounech VUT 100 a EV 55

Jedním z hlavních cílů této kapitoly bylo co nejdůkladnější posouzení dosažitelné shody mezi výsledky simulačních analýz a certifikačních měření, jež se běžně používají pro ověření způsobilosti letounu čelit silným elektromagnetickým polím, a to v co nejširším možném kmitočtovém rozsahu (VUT100: 10 kHz - 1GHz, EV55: 10 kHz - 800 MHz). To se podařilo uskutečnit hned na dvou typech malých civilních semi-kompozitních letounů, jež byly proměřeny za dvou výrazně odlišných měřicích podmínek (semi-anechoická komora, OATS) a následně simulovány pomocí dvou principiálně rozdílných simulačních metod (FIT, MoM).

Za jediný faktický neúspěch lze po posouzení považovat pouze tu skutečnost, že se, na rozdíl od povrchových proudů a intenzit elektrického pole, nepodařilo ověřit tuto shodu i v případě indukovaných proudů na vybraných částech vnitřní kabeláže letounů, a to především z důvodu extrémních časových nároků, které jsou s přípravou tohoto typu simulačních úloh spojeny.¹⁷⁵

Z provedených porovnání je zřejmé, že s pomocí dnes již běžně dostupných simulačních nástrojů, jako jsou CST MWS a CONCEPT II, lze dosáhnout dostatečně věrného popisu účinků vnějšího zdroje elektromagnetického pole i na geometricky a materiálově tak komplexních modelech, jako jsou analyzované letouny VUT100 a EV55. A to jak v jejich blízkém okolí, tak i v jejich vnitřních prostorách.

Takové potvrzení je z pohledu možného uplatnění simulačních analýz ve vývojovém a certifikačním cyklu ochrany letounu proti účinkům silných elektromagnetických polí velmi důležité, jelikož jasně prokazuje, jak věrohodné informace nám mohou tyto simulační modely během těchto prací skutečně poskytnout. Význam tohoto poznání navíc umocňuje i samotný

¹⁷⁵ S ohledem na výsledky testovacího referenčního modelu, jenž byl blíže diskutován v druhé části kapitoly Kap. 3, se je ovšem možné domnívat, že dosažené obdobné shody mezi reálně změřeným a simulovaným chováním analyzovaného letounu lze dosáhnout i zde, pokud budou splněny dvě nezbytné podmínky: 1. dostatečně realistické chování elektromagnetického pole v okolí sledované trasy kabeláže, 2. dostatečně přesná reprezentace simulačního modelu analyzované kabeláže. Na základě výsledků uvedených v této kapitole jsme tedy alespoň nepřímo potvrdili realizovatelnost první z nich.

fakt, že až doposud nebyla obdobná analýza této problematiky v tak širokém měřítku nikde veřejně publikována.

Bylo ale i názorně prezentováno, že ne vždy je dosažení realistického popisu chování sledovaných veličin v simulačním prostředí natolik triviální, aby je šlo porovnávat s výsledky realizovaných měření bez důkladného zvážení všech možných rizik, které mohou být s reprezentací dané testové situace přímo svázány.

Jako názorný příklad lze uvést rozdíly v obecně dosažitelné shodě mezi změřenými a simulovanými výsledky povrchových proudů u testových variant LLDD a LLSC, zejména pak u letounu EV55, který byl měřen na připraveném OATS. Ty jsou zapříčiněny nejenom rostoucími nároky na přesnou reprezentaci vytvořeného simulačního modelu se snižující se vlnovou délkou, jež se v plném rozsahu projeví až v pásmu významných rezonancí jeho konstrukce (pásmo, v němž je letoun měřen pomocí LLSC), ale i úskalími, které jsou spojeny s vhodným výběrem způsobu popisu jeho reálného vybudování, či potřebou dostatečně věrného popisu charakteristických vlastností některých z jeho materiálově komplexnějších partií (kompozitní a dielektrické prvky konstrukce), a to jak z pohledu jejich možné významné frekvenční závislosti, tak i nezanedbatelných ztrát, jež v daném systému mohou reprezentovat.

Je ale také vhodné připomenout, a výsledky obsažené v této kapitole to jasně potvrzují, že tato forma analýz je navzdory výše uvedeným úskalím schopna relativně snadno poskytnout komplexní a v rámci možností také dostatečně přesné informace o chování analyzovaného letounu již v jeho vývojových fázích, které předcházejí finálním měřením, a tak hodnověrně doložit schopnosti analyzovaného objektu (letadla) čelit vlivům nepříznivého elektromagnetického prostředí, s nímž se může za svého provozu setkat, již ve fázi hodnocení úvodních (koncepčních) návrhů. S jejich pomocí tak lze například efektivněji a přesněji specifikovat počáteční nároky na ochranu dílčích prvků avioniky, nebo důkladněji definovat finální podobu certifikačních zkoušek, jejichž úspěšné složení v dnešní době sice představuje závěrečný krok ve vývoji daného letounu, ale zároveň jejich byť i úspěšné absolvování nikdy nelze pokládat za absolutní garanci jeho bezpečnosti (viz ,kapitola Kap. 3).

Pokud pak v rámci virtuálních analýz dokážeme nastavit simulační modely tak, aby dostatečně věrně reprezentovaly realitu a podmínky certifikačních měření, budeme schopni dosažené výsledky zkoušek významným způsobem podpořit i v těch oblastech, kde již samotná metodika běžně prováděných testů nemusí zaručovat ideální prověření testovaného letounu v takovém rozsahu, jak bychom si v ideálním případě představovali, a to včetně jeho chování za situací, které nejsou dosavadními testy adekvátně postižitelné (nemluvě o skutečnosti, že již některá z aktuálně platných doporučení u určitých typů těchto zkoušek s využitím simulací při závěrečném zpracování změřených výsledků výslovně počítají [126]: LLDD).

Ruku v ruce s tím se také přímo nabízí využití simulačních analýz i při zajišťování a prokazování způsobilosti letounu čelit rušivým účinkům elektromagnetického pole ve všech jeho následujících verzích. Tato varianta je v dnešní době velmi intenzivně diskutována mezi předními evropskými leteckými výrobci a agenturou pro bezpečnost v letectví (EASA). Pokud by mezi těmito skupinami došlo v této záležitosti ke shodě a úřad pro letectví by akceptoval využití určité podoby numerických analýz jako jedné z možných a plnohodnotných cest, jak doložit chování dalších vývojových verzí letounu (za předpokladu dostatečné shody mezi výsledky certifikačních měření a simulací u jeho původní verze), nabízí se metoda simulačních analýz jako možný budoucí běžně používaný způsob verifikace, který se může stát časově a finančně velmi zajímavou alternativou (viz [30]).

5 Závěr

Na základě úvodní diskuze o vývoji dosavadních přístupů k návrhu a posouzení ochrany letadel před účinky elektromagnetických polí a rozboru aktuálních problémů spojených s využitím simulací při analýzách letadel z pohledu EMC, byly stanoveny tři základní cíle disertační práce, jejichž vlastní řešení je v této práci popsáno ve třech samostatných kapitolách.

V první z nich (Kap. 2) je popsáno řešení praktických problémů spojených s přípravou dostatečně věrné geometrické reprezentace modelu letounu (VUT100), úskalí spojená s vhodným zohledněním chování kompozitních materiálů definováním jejich základních charakteristických vlastností vyjádřených pomocí zjednodušených náhrad (chráněný GFC), a dopady vybraných partií simulačního modelu na změny v chování elektromagnetického pole v jeho blízkém okolí a vnitřním prostoru.

Tyto poznatky pak byly využity v další části práce (Kap. 3), která se zabývala jak základními problémy spojenými s realistickou reprezentací vytvořeného simulačního modelu vůči jeho měřené předloze, tak i posuzováním reálně dosažitelné míry shody mezi výsledky jednotlivých simulačních analýz a experimentálně provedených měření.

V první části byla shoda diskutována skrze porovnání výsledků simulací letounu VUT100 s jeho orientačními měřeními provedenými v rámci projektu ARTEMIS (Kap. 3.1; ID: FT-TA4/043). Druhá část - v důsledku zjištěných výrazných rozdílů výsledků v předešlé části - byla věnována obdobnému ověření na zjednodušeném referenčním modelu trupu letounu, který byl, na rozdíl od orientačních měření letounu, proměřen v definovaném prostředí semi-anechoické komory. To poskytlo dostatek podkladů pro posouzení mezní dosažitelné shody, které lze mezi aplikovanými simulačními prostředky a měřeními v této oblasti skrze vytvořené simulační modely reálně dosáhnout (Kap. 3.2).¹⁷⁶

Praktické zkušenosti z obou předchozích etap pak byly využity v průběhu finálních simulačních analýz prototypových verzí letounů VUT100 a EV55 [180]. Ty jsou v rámci kapitoly Kap. 4 porovnány a detailně diskutovány s výsledky měření, jež byly provedeny během řešení projektu HIRF-SE (GA: 205294) dle platných doporučení pro certifikaci letounu [126] (viz Kap. 4.1, Kap. 4.2). Jejich celkově dosažená shoda a prokázaná schopnost identifikovat pomocí simulací příčiny vzniklých vzájemných nesouladů mezi jednotlivými variantami vytvořených úloh a realizovaných testových měření (LLDD, LLSC, LLSF), a to nejenom nezávisle na typu letadla, ale i na prostředí v němž se nacházelo (semianechoická komora, OATS), zde pak jasně dokazují jak výhodnost začlenění numerických analýz elektromagnetického pole do zavedeného procesu vývoje elektronických systémů letadel a jejich ochrany, tak i na úspěšné splnění všech stanovených cílů této disertační práce (viz Kap. 4.1.3, Kap. 4.2.3, Kap. 4.3).

¹⁷⁶ Důvodem, proč byla v této kapitole diskutována daná problematika nejdříve na modelu letounu VUT100, a poté až na zjednodušeném referenčním modelu, je záměrná snaha o názornou ilustraci sledu vyvstalých problémů tak, jak po sobě skutečně následovaly. Cílem této zvolené koncepce je pak zdůraznění kritičnosti začlenění simulačních analýz do dnes zavedené posloupnosti prací, vztahujících se k dosavadnímu běžně prováděnému experimentálnímu zjišťování a vyhodnocování chování a dopadů elektromagnetického pole na vyvíjený letoun (orientační a před-certifikační testy).

Výsledky dosažené během řešení jednotlivých cílů této práce byly kontinuálně publikovány mimo jiné na následujících mezinárodně uznávaných konferencích: 17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON-2008 [179], International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEAA 2011 [117], EMC Europe Workshop 2009 - Materials in EMC Applications [107], 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP-2012) [177] a European Electromagnetics 2012 (EUROEM2012) [178].

Literatura

- [1] Carter, N. J., The past, present and future challenges of aircraft EMC, *Electromagnetic Compatibility Magazine, IEEE* , vol.1, no.1, pp.75-78, 2012
- [2] Baum, C. E., Reminiscences of High-Power Electromagnetics, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , vol.49, no.2, pp.211,218, May 2007
- [3] Duggan, T. J., Military Aircraft Electromagnetic Compatibility: Release to Service Testing in the United Kingdom, Past, Present and Future, *Electromagnetic Compatibility, 2007. EMC 2007. IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.1-7, 9-13 July 2007
- [4] Reuben, Ch., The Atlas-I Trestle at Kirtland Air Force Base, The University of New Mexico: Electrical and Computer Engineering Department, The Notes of Dr. Carl Baum, Web. 19 August 2013, Online: < <http://www.ece.unm.edu/summa/notes/trestle.html> >
- [5] NASA Publication 1374: Electronic Systems Failures and Anomalies Attributed to Electromagnetic Interference, Marshall Space Flight Center, Alabama, July 1995
- [6] O-160 / ED-14: Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment, Wikipedia: The Free Encyclopedia. Wikimedia Foundation, Inc. 22 July 2004. Web. December 2010. <<http://en.wikipedia.org/wiki/DO-160>>
- [7] Shooman, M.L., A Study of Occurrence Rates of Electromagnetic Interference (EMI) to Aircraft With a Focus on HIRF (External) High Intensity Radiated Fields, NASA Langley Research Center, April 1994, Aviable on WWW: NARCAP.ORG, National Aviation Reporting Center On Anomalous Phenomena, Web. 16 May. 2013, Online: < http://www.narcap.org/Associated_Research_docs/EMI.pdf >
- [8] Hughes, D., Aircraft Electromagnetic Environmental Effects and Safety: Part 2, Southeastern Michigan IEEE EMC, Aerospace and Electronics Systems Society and Communications Chapters joint technical meeting, Michigan, United States, 15 March,2012
- [9] Description of WF710 flight crash in 1988, Aviation Safety Foundation: Aviation Safety Network, Web. 18 December 2013, Online: < <http://aviation-safety.net/database/record.php?id=19880506-0>>
- [10] Nguyen, T.X., Ely, J.J., Dudley, K.L.; Searce, S.A.; Hatfield, M.O.; Ri, R.E., Passenger transmitters as a possible cause of aircraft fuel ignition - in support of an aircraft accident investigation, *Electromagnetic Compatibility, 2006. EMC 2006. 2006 IEEE International Symposium on* , vol.1, no., pp.228,233, 14-18 Aug. 2006
- [11] Ely, J.J., Nguyen, T.X., Dudley, K.L., Searce, S.A., Beck, F.B., Desphande, M.D., Cockrell, C.R., Investigation of Electromagnetic Field Threat to Fuel Tank Wiring of a Transport Aircraft, NASA Langley Research Center Hampton, pp.1-199, March 2000.
- [12] Fisher, A. F., Some Notes on Sparks and Ignition of Fuels, NASA Langley Research Center Hampton, pp.1-40, March 2000.
- [13] Strauss, B., The onboard commercial aircraft in-flight RF environment - measurements and implications, *Electromagnetic Compatibility, 2006. EMC 2006. 2006 IEEE International Symposium on* , vol.1, no., pp.234,239, 14-18 Aug. 2006.

- [14] PAVE PAWS, Wikipedia: The Free Encyclopedia. Wikimedia Foundation, Inc. 22 July 2004. Web. October 2013. <http://en.wikipedia.org/wiki/PAVE_PAWS>
- [15] Sea-based X-band Radar, Wikipedia: The Free Encyclopedia. Wikimedia Foundation, Inc. 22 July 2004. Web. September 2013. < http://en.wikipedia.org/wiki/Sea-Based_X-Band_Radar>
- [16] Elliott, J.R., Perala, R.A., Statistical study of the distance of closest approach of aircraft to ground based emitters, Digital Avionics Systems Conference, 1997. 16th DASC., AIAA/IEEE , vol.1, no., pp.4.3,1-8 vol.1, 26-30 Oct 1997
- [17] Elliott, J.R., High-Intensity Radiated Fields(HIRF) Risk Analysis, DOT/FAA/AR-99/50, Federal Aviation Administration, William J. Hughes Technical Center, pp. 1-25, July 1999
- [18] Moeller, K. J.; Dudley, K. L.; Quach, C.C.; Koppen, S.V., In-Flight Characterization of the Electromagnetic Environment Inside an Airliner, NASA/TP-2001-210831, Langley Research Center, pp. 1-149, March 2001.
- [19] Baum, C. E., How to Think About EMP Interaction, Proceedings of the 1974 Spring. FULMEN Meeting, Kirtland AFB, April 1974.
- [20] Baum, C.E., Liu, T.K., Tesche, F.M., On the Analysis of General Multiconductor Transmission Line Networks Interactions Notes, Interaction Notes 350, Air Force Weapons Laboratory, Albuquerque, NM, January 1978
- [21] Robb, J. D., Atmospheric electricity hazards analytical model development and application. Volume 2: Simulation of the lightning/aircraft interaction event, Final Report, Lightning and Transients Research Inst., Melbourne, FL., Aug. 1979 - Jun. 1981.
- [22] Moeller K. J., Dudley K. L., The NASA B-757 HIRF Test Series - Flight Test Results, Technical Report, National Aeronautics and Space Administration Langley Research Center Hampton, VA 23681-0001, 1997.
- [23] Christopoulos, C., Drewniak, J.L., Foreword advanced emc numerical modeling, Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on , vol.45, no.2, pp.154,155, May 2003
- [24] Parmantier, J.-P., Theory and modeling for EMC in extended systems: current capabilities and requirements, Proceedings of 13th International Zurich EMC Symposium, Zurich, , pp. 111-116, February 1999.
- [25] GEMCAR - Guidelines for ElectroMagnetic Compatibility Modelling for Automotive Requirements, Contract no. G3RD-CT-1999-00024, [online]. 2001 [cit. 2013-10-26]. Description — Home page. Available at WWW: <<http://www.gemcar.org/>>
- [26] Ruddle, A.R., GEMCAR: practical aspects of the development of whole vehicle electromagnetic models, GEMCAR Workshop held at EMC Zurich 2003, Switzerland, Tutorials, pp. 219-224, 20th February 2003.
- [27] Alestra, S., Gineste, P.N., Gondot, P., Perraud, R., Terrasse, I., Modelling the electromagnetic field coupling into a car using a finite boundary element code, EMC Europe 2002, Sorrento, Italy, Proceedings Vol. 2, pp. 737-740, September 2002
- [28] Ruddle, A.R., Alestra, S., Ferrières, X., Hendrikx, I., Parmantier, J.P., Perraud, R., Rachidi, F., Rubinstein, A., Sobaru, F., Thomas, C., Whyman, N., GEMCAR: model

- validation activities, GEMCAR Workshop held at EMC Zurich 2003, Switzerland, Tutorials, pp. 225-233, 20th February 2003
- [29] ARTEMIS – Analytical Research of Risks in Electromagnetically Integrated Systems [online]. 2007 [cit. 2013-10-26]. Description — International projects. Available at WWW: <<http://www.evektor.cz/en/international-projects.aspx>>
 - [30] HIRF SE High Intensity Radiated Field Synthetic Environment [online]. 2008 [cit. 2013-8-15]. Description — HIRF SE. Available at WWW: <<http://www.hirf-se.eu>> or <http://ec.europa.eu/research/transport/projects/items/hirf_se_en.htm>.
 - [31] Tesche, F.M., Ianoz, M.V., Karlsson, T., EMC Analysis Methods and Computational Models, John Wiley & Sons, Inc., 1997, ISBN: 0-471-15573-X
 - [32] Leat, C., The safety of aircraft exposed to electromagnetic fields: HIRF testing of aircraft using direct current injection, Report no. DSTO-RR-0329, Air Operations Division (AOD), pp. 1-113, June 2007
 - [33] Mologni, J., Bonadiman, M., Guimaraes, A., Alvarenga, L. et al., "Accelerating the Vehicle Development Process by Employing EMI and EMC Numerical Analysis Assisted by High Performance Computing," SAE Technical Paper 2010-36-0037, 2010, doi:10.4271/2010-36-0037.
 - [34] Frei, S., Jobava, R. G., Topchishvili, D., Complex approaches for the calculation of EMC problems of large systems, in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat., Aug. 2004, vol. 3, pp. 826–831.
 - [35] Sy, O. O., Computation of stochastic observables in electromagnetic interaction theory : applications to electromagnetic compatibility (Dissertation), Eindhoven : Technische Universiteit Eindhoven, pp.1-254, 2009, ISBN: 978-90-386-2032-9 .
 - [36] Celozzi, S. Araneo, R., Lovat, G., Electromagnetic shielding, Electrical Engineering Department La Sapienza University Rome, Italy, John Wiley & Sons, Inc., 2008, ISBN: 978-0-470-05536-6
 - [37] Christopoulos, C., Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility, Second Edition (Electronic Engineering Systems), CRC Press; 2 edition, pp.1-536, 21 June, 2007, ISBN-10: 0849370353.
 - [38] Hubing, T., Drewniak, J., Van Doren, T., Kashyap, N., An expert system approach to EMC modeling, Electromagnetic Compatibility, 1996. Symposium Record. IEEE 1996 International Symposium on , vol., no., pp.200,203, 19-23 Aug 1996
 - [39] Alvarez, J., Angulo, L., Bandinelli, M., Bruns, H., Francavilla, M., Garcia, S., Guidi, R., Gutierrez, G., Jones, C., Kunze, M., Martinaud, J., Munteanu, I., Panitz, M., Parmantier, J., Pirinoli, P., Reznicek, Z., Salin, G., Schroder, A., Tobola, P., Vipiana, F., "HIRF interaction with metallic aircrafts. A comparison between TD and FD methods," Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on , vol., no., pp.1,6, 17-21 Sept. 2012
 - [40] Sadiku, M.N.O., Numerical Techniques in electromagnetics. 2nd ed. [s.l.]: CRC Press, 2001. 743 pages. ISBN 0-8493-1395-3.
 - [41] Sadiku, M.N.O.; Peterson, A.F., A comparison of numerical methods for computing electromagnetic fields. In Proceedings of the IEEE Southeast Conference. 1990, p. 42-47.

- [42] Mautz, J.R., Harrington, R.F., H-Field, E-Field, and Combined Field Solutions for Bodies of Revolution, Interim technical rept. no. 1, Syracuse University NY Department of Electrical And Computer Engineering, pp.1-52, March, 1977.
- [43] Quijano, J. L. A., Vecchi, G., Field and source equivalence in source reconstruction on 3D surfaces, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 103, 67-100, 2010.
- [44] Institut of Electromagnetic Theory, TUHH, CONCEPT-II [Online], poslední revize 15.8.2013 [cit.2013-11-27], Hamburg, Germany. Dostupné z: <<http://www.tet.tu-hamburg.de>>.
- [45] Sheng, X.Q., Jian-Ming Jin, Jiming Song, Weng Cho Chew, Cai-Cheng Lu, Solution of combined-field integral equation using multilevel fast multipole algorithm for scattering by homogeneous bodies, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.46, no.11, pp.1718,1726, Nov 1998
- [46] Yu Zhang, Sarkar, T.K., Taylor, M., Moon, H., Solving MoM problems with million level unknowns using a parallel out-of-core solver on a high performance cluster, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE , vol., no., pp.1,4, 1-5 June 2009 doi: 10.1109/APS.2009.5171723
- [47] Silvester, P. P., Finite-element solution of homogeneous waveguide problems. URSI Symposium on Electromagnetic Waves. 1968, paper 115.
- [48] COMSOL Multiphysics® [online]. 2013 [cit. 2013-10-25]. Dostupné na World Wide Web: <<http://www.comsol.com>>.
- [49] João Pedro A. Bastos, Nelson Sadowski, Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods, CRC Press, 2003. 510 pages. ISBN 0203911172
- [50] Ilic, A. Z., Savic, S. V., Ilic, M. M., Notaros, B. M., Analysis of Electromagnetic Scatterers using Hybrid Higher Order FEM-MoM Technique, Proceedings of the 16th Telecommunications Forum - TELFOR 2008, November 25-27, 2008, Belgrade, Serbia, pp. 480-483.
- [51] Fialko, S., PARFES: A method for solving finite element linear equations on multi-core computers, Advances in Engineering Software. 2010, vol. 41, no. 12, p. 1256-1265. ISSN 0965-9978.
- [52] Yoon, S., Lee, J.H., Won, T., A novel advancing front meshing algorithm for 3D parallel FEM. International Conference on Simulation of Semiconductor Processes and Devices. 1999, p. 135-138.
- [53] Ye, Z.B., Ding, D.Z., Fan, Z.H., Yang, Y., Analysis of waveguides by use of the time-domain finite-element method solved by preconditioned iterative methods. IET Microwaves, Antennas & Propagation. February 2009, vol. 3, no. 1, p. 23-31.
- [54] Yee, K. S., Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media, IEEE Transactions on Antennas and Propagation 14, pp. 302-7, May 1966
- [55] Weiland, T., A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields, Electronics and Communications AEU, Vol. 31, No. 3, 116–120, 1977.
- [56] Taflove, A., Hagness, S. C., Computational electrodynamics, the finite-difference time-domain method. Artech House, 2005.
- [57] Ammann, M.W., Non-Trivial Materials in EM-FDTD (Diploma-Thesis), Department of Physics, Swiss Federal Institute of Technology (ETH), Zurich

- [58] Varadarajan, V., Mittra, R., Finite-difference time-domain (FDTD) analysis using distributed computing, *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE* , vol.4, no.5, pp.144,145, May 1994 doi: 10.1109/75.289515
- [59] Qi-Feng Liu; Wen-Yan Yin; Min Tang; Pei-Guo Liu; Jun-Fa Mao; Qing-Huo Liu, Time-Domain Investigation on Cable-Induced Transient Coupling Into Metallic Enclosures, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , vol.51, no.4, pp.953,962, Nov. 2009 doi: 10.1109/TEMPC.2009.2029347
- [60] Bagci, H., Yilmaz, A.E., Michielssen, E., EMC/EMI analysis of electrically large and multiscale structures loaded with coaxial cables by a hybrid TDIE-FDTD-MNA approach, *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.2B, no., pp.14,17 vol. 2B, 2005 doi: 10.1109/APS.2005.1551922
- [61] W. C. Chew, *Waves and Fields in Inhomogeneous Media*. New York: Van Nostrand Reinhold, 1990.
- [62] Svigelj, J. A., Efficient solution of Maxwell's equations using the nonuniform orthogonal finite difference time domain method (Dissertation), *Electrical and Computer Engineering, University of Illinois at Urbana-Champaign*, pp.1-150, 1995.
- [63] Holland, R., Finite-Difference Solution of Maxwell's Equations in Generalized Nonorthogonal Coordinates, *Nuclear Science, IEEE Transactions on* , vol.30, no.6, pp.4589,4591, Dec. 1983 doi: 10.1109/TNS.1983.4333176
- [64] Zivanovic, S. S., Yee, K. S., Mei, K. K., A subgridding method for the time-domain finite-difference method to solve Maxwell's equations, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 3, pp. 471-479, March 1991.
- [65] Yu W, Mittra R. A new higher-order subgridding method for finite difference time domain (FDTD) algorithm. *IEEE Ant and Prop Society Int Symp.* 1998;1:608–11.
- [66] Taflove, A., Umashankar, K. R., Beker, B., Harfoush, F., Yee, K. S., Detailed FD-TD analysis of electromagnetic fields penetrating narrow slots and lapped joints in thick conducting screens, *IEEE Trans. Antennas Propagat*, vol. 36, no. 2, pp. 247-257, February 1988.
- [67] Krietenstein, B., Schuhmann, R., Thoma, P., Weiland, T., The Perfect Boundary Approximation Technique Facing the Big Challenge of High Precision Field Computation, *19th International Linear Accelerator Conference, Chicago, IL, USA*, pp.860-862, 23 - 28 Aug 1998
- [68] Weiner, M., *Electromagnetic Analysis Using Transmission Line Variables*, World Scientific Pub Co Inc, 2010, ISBN: 978-981-02-4438-5.
- [69] CST - Computer Simulation Technology: Time-Domain (!TLM) Applications. CST - Computer Simulation Technology [online]. 2013 [cit. 2013-10-31]. Dostupné z: <https://www.cst.com/Applications/TopicApplications?topicId=307>
- [70] Tesche, F. M. ; Butler, C. M., On the Addition of EM Field Propagation and Coupling Effects in the BLT Equation. Revision, *Clemson University SC Department of Eelectrical and Computer Engineering*, pp.1-44, 8 Jun 2004.
- [71] Parmantier, J.P., Bertuol, S., CRIPTE: User guide, s.l. : ONERA/DEMR -009/06 – S,2006. Vol. CRIPTE 4.2

- [72] Baum, C.E., Electromagnetic Topology for the Analysis and Design of Complex Electromagnetic System, Fast Electrical and Optical Measurements, Vol. 1, pp. 467-547, Martinus Nijhoff, Dordrecht, 1986
- [73] Jullien, C., Besnier, P., Dunand, M., Junqua, I., Crosstalk analysis in complex aeronautical bundle, EMC Europe 2013, Bruges : Belgium, pp.1-6, 2-6 Sept, 2013.
- [74] Bertuol, S., Parmantier, J. P., Issac, F., Reciprocity Approach for EM Emission of Cables in a 3D Geometry (Interaction Notes: Note 586), DEMR/CDE ONERA, Toulouse, France, October 2003. [cit. 2013-11-3] Available at WWW: <<http://www.ece.unm.edu/summa/notes/Interaction.html>>
- [75] Lee, K.Y., Price, M.A., Armstrong, C.G., Larson, M.G., Samuelsson, K., CAD-to-CAE integration through automated model simplification and adaptive modelling, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 2003, ISSN 1404-4382
- [76] Günsaya, A., Smythe, D., Ruddle, A.R., Whole vehicle electromagnetic modeling: developments and applications, ERA Conference on Vehicle Electronic Systems, Birmingham, UK, September 2003.
- [77] Perala, R. A., Elliott, J. R., Kawalko, S. F., Virtual HPM System Assessment, Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA' 03), pp. 591-594, 2003.
- [78] Grote, K.H; Schumann, S., Intelligent product data exchange. In proceedings DETC99 ASME International Design Engineering Technical Conference, Las Vegas, September 12-15, 1999.
- [79] Wittenborn, D., CAD interoperability, 2004. [cit. 2012-7-3] Available at WWW: <http://www2.tech.purdue.edu/cimt/courses/cimt311/cad_interop.pdf>
- [80] Tišnovský, P., Výměna CAD dat mezi systémy, ROOT.CZ [online], 2000[cit. 2013-10-25]. Dostupné na WWW: <<http://www.root.cz/clanky/vymena-dat-mezi-cad-systemy/>>
- [81] Haimes, R., Surface Generation and Cartesian Mesh Support (Final Report: NAG2-1458), Massachusetts Inst. of Tech., Aerospace Computational Design Lab., MA, United States, p.20, 01 Jan, 2004.
- [82] Butlin, G., Stops, C., CAD Data Repair, FECS Ltd, Oukington House CAMBRIDGE, pp. 1-6.
- [83] S. Rea, D. Linton, and. O. J. McConnel, Electromagnetic shielding properties of carbon fibre composites in avionic systems, Microwave Review, June 2005.
- [84] Assis, R. R. de, Bianchi, I., Analysis of microstrip antennas on carbon fiber composite material, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, [online]. 2012, vol.11, n.1 [cited 2013-11-12], pp. 154-161 . Available from: <http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S2179-10742012000100013&lng=en&nrm=iso>. ISSN 2179-1074.
- [85] Casey, K. F., Electromagnetic Shielding by Advanced Composite Materials (Final report), Kansas State University Manhattan, pp.1-152, January 1978.
- [86] Vouvakis, M., Kezhong Zhao, Lee, J. -F, Modeling large almost periodic structures using a non-overlapping domain decomposition method, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE , vol.1, no., pp.343,346 Vol.1, 20-25 June 2004.
- [87] Kezhong Zhao, Rawat, V., Seung-Cheol Lee, Lee, J. -F, A Domain Decomposition Method With Nonconformal Meshes for Finite Periodic and Semi-Periodic Structures, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.55, no.9, pp.2559,2570, Sept. 2007

- [88] Taflove, A., Hagness, S. C., Computational electrodynamics, the finite-difference time-domain method (3rd Edition). Artech House, 2005.
- [89] J. G. Maloney, G. S. Smith, The efficient modeling of thin material sheets in the Finite-difference time-domain (FDTD) method, IEEE Trans. Antennas Propagat. Vol. 40, No. 3, March 1992, pp. 323-330.
- [90] Sarto, M. S., A Matrix Surface Impedance Formulation for the Analysis of EM-Interactions to Finite Laminated Composite Slabs, Proc. 1996 IEEE Int. Symp. EMC, CA, Aug. 23.-27., 1996, pp. 168-173.
- [91] Holloway, C.L., Sarto, M. S., Johanson, M., Analyzing Carbon-Fiber Composite Materials With Equivalent-Layer Models. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 47, No. 4, pp. 833-844. November 2005.
- [92] CASEY, K. F. Advanced composite materials and electromagnetic shielding. Proc. 1978 IEEE International Symposium on EMC, Atlanta Georgia. June 1978, pp. 228-232.
- [93] D'Amore, M., Sarto, M.S., Theoretical and experimental characterization of the EMP-interaction with composite-metallic enclosures, Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on , vol.42, no.2, pp.152,163, May 2000.
- [94] Huan-Ke Chin, Hsiao-Chang Chu, Chun Hsiung Chen, Propagation modeling of periodic laminated composite structures, Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on , vol.40, no.3, pp.218,224, Aug 1998.
- [95] Bürger, G., Brüns, H.D., Singer, H., Simulation of Thin Layers in the Method of Moments, 11th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 339-344, Mar. 1995.
- [96] J. van Tonder, Jakobus, U., Modeling of Geometrically Thin Layers and Coatings in FEKO, 26th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics, ACES 2010, Tampere, Finland, 25-29 April, 2010.
- [97] Umashankar, K. R., Taflove, A., Beker, B., Calculation and experimental validation of induced currents on coupled wires in an arbitrary shaped cavity, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 35, no. 11, pp. 1248-1257, 1987.
- [98] Taflove, A., Umashankar, K. R., Beker, B., Harfoush, F., Yee, K. S., Detailed FD-TD analysis of electromagnetic fields penetrating narrow slots and lapped joints in thick conducting screens, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 36. no. 2, pp. 247-257, 1988.
- [99] K. R Ma, Drewniak, M., Li, J. L., Hubing, T. H., Doren, T. R., Comparison of FDTD algorithms for subcellular modeling of slots in shielding enclosures, IEEE Trans. Electromagn. Comp., vol. 39, no. 2, pp. 147-155, 1997.
- [100] Li, M., Radu, S., Nuebel, J., Drewniak, J. L., Hubbing, T. H., Van-Doren, T. R., Design of airflow aperture arrays in shielding enclosures, in IEEE International EMC Symposium, (Denver, CO), pp. 1059-1063, Aug. 1998.
- [101] Dey, S., Mittra, R., A modified locally conformal finite-difference time-domain algorithm for modeling three-dimensional perfectly conducting objects, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 17, pp. 349-352, Apr 1998.
- [102] Engquist, B., Haggblad, J. H., Runborg, O., Tornberg, A.-K., On Consistent Boundary Conditions for the Yee Scheme in 3D (Manuscript), KTH, School of Computer Science and Communication (CSC), Numerical Analysis, NA, pp. 1-21, 28 May, 2012.
- [103] Edelvik, F., A new technique for accurate and stable modeling of arbitrarily oriented thin wires in the FDTD method, Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on , vol.45, no.2, pp.416,423, May 2003.

- [104] Jilková, J. Multikriteriální optimalizace v EMC. Disertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 77 s.
- [105] Křesálek, V., a kol. ARTEMIS: Měření stínící účinnosti kompozitů a jejich modelování pomocí náhradních modelů. Výzkumná zpráva ÚEM FAI UTB Zlín.
- [106] Gona, S., Kresalek, V. Numerical derivation of equivalent material models for composite laminated materials. Radioengineering, April 2009, in press.
- [107] Reznicek, Z., Jilkova, J., Raida, Z. Analyzing small aircraft model with homogeneous composite material substitutes on HIRF. In EMC Europe Workshop 2009 - Material in EMC applications, Workshop proceedings. Athens, Greece: National Technical University of Athens, 2009, p1-4. ISBN: 978-1-4244-4108-2
- [108] Reznicek, Z., Raida, Z. Simplification methodology of complex EM models of small airplanes. In International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA 2009. Torino, Italy, 2009. ISBN: 978-1-4244-4108-2
- [109] Holloway, C.L., Sarto, M.S. Analyzing carbon-fiber composite materials with equivalent-layer models. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2005, vol.47,no.4, p.833–844.
- [110] Sarto, M. S. Sub-cell model of multilayer composite materials for full FDTD and hybrid MFIE/FDTD analyses. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility 2002, vol. 2, p. 737–742.
- [111] Jilková, J., Raida, Z., Genetic Homogenization of Composite Materials. Radioengineering, 2009, roč. 18, č. 1, s. 34-37. ISSN: 1210-2512.
- [112] Chen, K.C., Baum, C.E., On EMP excitations of cavities with small openings, Air Force Weapons Laboratory, Kirtland Air Force Base, New Mexico, Interaction Notes, No. 170, January 1974.
- [113] Bedrosian, G., Lee, K. H. S., EMP penetration through metal skin panels and into aircraft cavities, Air Force Weapons Laboratory, AFWL Interaction, Note 314, Albuquerque, NM, August 1976.
- [114] Holland, R., John, R.H., Statistical EM Field Models in an Externally Illuminated, Overmoded Cavity, IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility, Feb. 2001, Vol. 43, No. 1.
- [115] Bedrosian, G., Stick-Model Characterization of the Natural Frequencies and Natural Modes of the Aircraft. Interaction Notes, 14.Sep1977, online on: <http://www.ece.unm.edu/summa/notes/>
- [116] Meng, Y. S., Lee, Y. H., Study of Shadowing Effect by Aircraft Maneuvering for Air-to-Ground Communication, AEU-International Journal of Electronics and Communications, Elsevier, 2011.
- [117] Řezníček, Z., Raida, Z., Simplification methodology of complex EM models of small airplanes. In International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA 2009. 2009. s. 1-4. ISBN: 978-1-4244-3386- 5.
- [118] Kresalek, V., Gona, S., Skocik, P., Smola, M., ETAPA 12 - Možnosti certifikace vnitřního prostředí letadel na základě použití certifikovaných kompozitních potahových materiálů. UTB Zlín, 2009.
- [119] Reznicek, Z., Raida, Z., ARTEMIS: Ověření metod stanovení vnitřního pole letounu (3). Brno: FEKT VUT v Brně, 2009.

- [120] Papadopoulos, T. A., Papagiannis, G.K., Labridis, D.A., Wave Propagation Characteristics of Overhead Conductors Above Imperfect Stratified Earth for Wide Frequency Range, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 3, p. 1064-1067, March 2009
- [121] Han, D., Polycarpou, A.C., Balanis, C.A., Ground Effects for VHF/HF Antennas on Helicopter Airframes, IEEE Transactions On Antennas and Propagation, Vol. 49, No. 3, p. 402 - 412, March 2001.
- [122] Courtis, J.O., MILLER, J.L., Dielectric Properties of Soils - Data Report, U.S. Army Corps of Engineers Waterways Experiment Station, 3909 Halls Ferry Road, Vicksburg, p. 1-162, February 1997.
- [123] Orfanidis, S.J., Electromagnetic Waves and Antennas. Source: www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa, 2008.
- [124] Alenia Aermacchi: A Finmeccanica Company. N.p., 2012. Web. 11 Aug. 2012. <[http://www.aleniaaermacchi.it/en-US/ProductsPages/Anechoic-Shielded-Chamber-\(ASC\).aspx](http://www.aleniaaermacchi.it/en-US/ProductsPages/Anechoic-Shielded-Chamber-(ASC).aspx)>.
- [125] EADS-CASA, Kick Off Meeting (presentation, Day 3), Alenia Aeronautica, Turin, 2-5 December 2008.
- [126] Guide to Certification of Aircraft in a High Intensity Radiated Field (HIRF) Environment, EUROCAE Std., Rev. EUROCAE ED-107, March 2001/SAE ARP 5583, Rev. A, Jun. 2010.
- [127] I. Junqua, L. Guibert, J-P. Parmantier, "An assessment of High Frequency Coupling in a Generic Object by the Power Balance Method", 18th International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Zurich, Munich, Germany, September 2007, pp 1-4.
- [128] Hill, D. A. (2009) Aperture Excitation of Electrically Large, Lossy Cavities, in Electromagnetic Fields in Cavities: Deterministic and Statistical Theories, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA. doi: 10.1002/9780470495056.ch8
- [129] Radu, S., Engineering Aspects of Electromagnetic Shielding, EMC Design, Sun Microsystems, Inc., Web. 25 Oct. 2013. <http://sites.ieee.org/ctx-emcs/files/2010/03/DL_Shielding_Sergiu_Draf2.pdf>.
- [130] Kapitza, H., Some Remarks on Shielding, DESY, 15 July 2013, DESY's XFEL Project Group, Web: <http://xfel.desy.de/project_group/work_packages/control_and_operation/wp_39_emc/basics/>. <http://www.hirf-se.eu/portal/?q=node/208>
- [131] Eng Swee Siah, Sertel, K., Volakis, J.L., Liepa, V.V., Wiese, R., Coupling studies and shielding techniques for electromagnetic penetration through apertures on complex cavities and vehicular platforms, Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on , vol.45, no.2, pp.245,257, May 2003.
- [132] AECTP-500: Electromagnetic Environmental Effects Test and Verification (Edition 4), STANAG, 13.1.2011.
- [133] RTO-TR-059 - Electromagnetic compatibility in the defense systems of future years, NATO - research and technology organisation, 7 rue Ancelle, Neuilly-sur-seine Cedex, France, June 2002, ISBN: 92-837-1084-3
- [134] Lindback, M., Optimisation of aircraft transfer function measurements, M.Sc. Thesis, Lund University, in coop. with Airbus, France, 2004.
- [135] PAM-CEM/FD FDTM 4.1 User's Manual. ESI Group, 2004
- [136] Drozd, A.L., "Selected Methods for Validation Computational Electromagnetic Modeling Techniques", IEEE, Beeches Technical Campus Rome, New York, 2006.
- [137] Maloney, J.G., Smith, G.S., A Comparison of Methods for Modeling Electrically Thin Dielectric and Conductive Sheets in the Finite-Difference Time-Domain (FDTD)

- Method, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 5th May, 1993, Vol. 41, No. 5
- [138] Maloney, J.G., Smith, G.S., The Efficient Modeling of Thin Material Sheets in the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 3th March, 1992, Vol. 40, No. 3
 - [139] Railton, C.J., Comments on "The Efficient Modeling of Thin Material Sheets in the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 3th March, 1993, Vol. 41, No. 3
 - [140] Duffy, A., The Feature Selective Validation (FSV) Project [online], poslední revize 2.1.2008 [cit.2013-11-27], Dostupné z: <http://www.cse.dmu.ac.uk/~apd/FSV%20web/index.html>
 - [141] Simpson, R.J., Jones, C. R., MacDiarmid, I., Duffy, A., Coleby, D., The integrated error against log frequency (IELF) method for CEM validation, Electromagnetic Compatibility, 2005. EMC 2005. 2005 International Symposium on , vol.1, no., pp.296,300 Vol. 1, 8-12 Aug. 2005.
 - [142] Sasse, H.G., Phd. Thesis "Enhancing numerical modelling efficiency for electromagnetic simulation of physical layer components", De Montfort University, 26th October, 2010.
 - [143] PROTOKOL O ZKOUŠCE EMC č. 6440-019/2010: Protokol o zkoušce odezvy na kabelu a EM pole v maketě trupu VUT100 Cobra, VTÚPV Vyškov, 2010.
 - [144] AC Current Probes CT-1, CT-2, CT-6 [online], Tektronix Datasheet [cit.2011-9-1, Dostupný z WWW: https://www.valuetronics.com/Manuals/TEK_CT2.PDF
 - [145] High Impedance Passive Probes [online], Helmut Singer Electronic Datasheet [cit. 2011-9-1], Dostupný z WWW: <http://www.helmut-singer.de/stock/1166247897.html>
 - [146] Altair HyperWorks [online].c2013, poslední revize 4.11.2013 [cit.2013-11-27]. Dostupné z: <http://www.altairhyperworks.com>
 - [147] Tait, A. Data Analysis for Electro-Magnetic Pulse (EMP) Measurements, University of Rochester, Rochester, New York, September 2007.
 - [148] Georgakopoulos, S.V., Britcher, C.R., Balanis, C.A., HIRF Penetration Through Apertures: FDTD Versus Measurements, IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, Vol. 43, No. 3, Aug. 2001.
 - [149] Parmantier, J. P., Bertuol, S. Janqua, I. – CRIPTETM: Code de Resseaux de Lignes de Transmission Multiconducteur - User's Guide , English Version 5.1, ONERA 2010
 - [150] SID Monitoring Station: Magnetic Loop Antenna Theory [online], Lionel Oudet, 2009-2010 [cit.2010-6-1]. Dostupný z WWW: <http://sidstation.lioneloudet.homedns.org/home-en.xhtml>
 - [151] Guide to Certification of Aircraft in a High Intensity Radiated Field (HIRF) Environment, EUROCAE Std., Rev. EUROCAE ED-107A, July2010.
 - [152] Tobola, P., Řezníček, Z., Kucera, J., Krutilek, D.,TK7.2-VUT100-LLSF-1, Result Analyses Report (Ver. 4), HIRF-SE project (GA N:205294), Evektor, spol. s r.o.,12 June 2013.
 - [153] Tobola, P., Řezníček, Z., Kucera, J., Krutilek, D.,TK7.2-VUT100-LLSF-2, Result Analyses Report (Ver. 3), HIRF-SE project (GA N:205294), Evektor, spol. s r.o.,12 June 2013.
 - [154] Tobola, P., Řezníček, Z., Kucera, J., Krutilek, D.,TK7.2-VUT100-LLSF-4-5, Result Analyses Report (Ver. 3), HIRF-SE project (GA N:205294), Evektor, spol. s r.o.,12 June 2013.

- [155] Tobola, P., Řezníček, Z., Kucera, J., Krutilek, D., TK7.2-VUT100-SC-1, Result Analyses Report (Ver. 4), HIRF-SE project (GA N:205294), Evektor, spol. s r.o., 12 June 2013.
- [156] Tobola, P., Řezníček, Z., Kucera, J., Krutilek, D., TK7.2-VUT100-SC-2-3, Result Analyses Report (Ver. 3), HIRF-SE project (GA N:205294), Evektor, spol. s r.o., 12 June 2013.
- [157] Rasek, G., Test Report - WP7.2 & 6.3 SS01 "Test of the VUT100", HIRF-SE project (GA N:205294), EMCC DR. RAŠEK, 3 July 2012.
- [158] EUROCAE ED-14D: Enviromental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment (Rev. G), The European Organization for Civil Aviation Equipment (EUROCAE), May 2011.
- [159] Schroder, A., Rasek, G.A., Bruns, H.-D., Reznicek, Z., Kucera, J., Loos, S.E., Schuster, C., Analysis of High Intensity Radiated Field Coupling into Aircraft Using the Method of Moments, Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on , vol.PP, no.99, pp.1,10, 0 doi: 10.1109/TEMPC.2013.2278208
- [160] Beta CAE Systems SA pioneering software systems for advanced multidisciplinary CAE processes [online].c2013, poslední revize 19.10.2013 [cit.2013-11-27]. Dostupné z: <<http://www.beta-cae.gr/ansa.htm>>
- [161] Cabello, M., TK6.2-EP02 Implementation and Simulation Test Report (Ver.2), The University of Granada (UGR), May 2012.
- [162] Parmantier, J-P., Ridet, M., Bertuol, S., Junqua, I., Giraudon, C., Girard, C., Terrade, F., Moreau, J-P., Modelling of HIRF coupling on Complex Cable Architectures, International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 12-16 Sept., 2011, p. 219 – 222, ISBN: 978-1-61284-976-8.
- [163] Paul, J., Smartt, C., Christopoulos, C., Measurements and equivalent models for obtaining the shielding effectiveness of an equipments enclosure loaded with printed circuit boards, EMC Europe 2011 York, 26 – 30 Sept. 2011, p. 629 – 633, ISBN: 978-1-4577-1709-3.
- [164] G. Errikson, H.-J., Asander, "FDTD simulations used to correct for ground effects during aircraft illumination tests", in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat., Seattle, WA, 1999, vol. 1, pp. 105-109.
- [165] Tobola, P., Řezníček, Z., Kucera, J., Krutilek, D., TK7.2-EV55-LLSF-1, Result Analyses Report (Ver. 5), HIRF-SE project (GA N:205294), Evektor, spol. s r.o., 12 June 2013.
- [166] Tobola, P., Řezníček, Z., Kucera, J., Krutilek, D., TK7.2-EV55-LLSF-2, Result Analyses Report (Ver. 3), HIRF-SE project (GA N:205294), Evektor, spol. s r.o., 12 June 2013.
- [167] Tobola, P., Řezníček, Z., Kucera, J., Krutilek, D., TK7.2-EV55-LLSF-3, Result Analyses Report (Ver. 3), HIRF-SE project (GA N:205294), Evektor, spol. s r.o., 12 June 2013.
- [168] Tobola, P., Řezníček, Z., Kucera, J., Krutilek, D., TK7.2-EV55-SC-1, Result Analyses Report (Ver. 3), HIRF-SE project (GA N:205294), Evektor, spol. s r.o., 12 June 2013.
- [169] Tobola, P., Řezníček, Z., Kucera, J., Krutilek, D., TK7.2-EV55-SC-2, Result Analyses Report (Ver. 4), HIRF-SE project (GA N:205294), Evektor, spol. s r.o., 12 June 2013.
- [170] Rasek, G., Test Report - WP7.2 & 6.3 SS08 "Test of the EV55", HIRF-SE project (GA N:205294), EMCC DR. RAŠEK, 19 Oct. 2012.
- [171] EUROCAE ED 14: Enviromental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment (Rev. G), The European Organization for Civil Aviation Equipment (EUROCAE), May 2011.

- [172] Rasek, G., Source of uncertainty in measurements of EV55. Contribution of EMCCons in D36, part SS08, Internal document of HIRF-SE project, Project No: 205294, EMCC Dr.Rašek, March 2013
- [173] Cabello, M., TK6.2-EP01 Implementation and Simulation Test Report (Ver. 3), The University of Granada (UGR), May 2012
- [174] Smartt, C., TK6.2-GO18 Implementation and Simulation Test Report (Ver.1), The University of Nottingham (UoN), October 2011.
- [175] Kunze, M., Surface Impedances for Planar Conductors in Volume Discretization Methods without Frequency Limitations, Proceedings of the 6th German Microwave Conference, Darmstadt, Germany, March, pp. 1-4, 2011
- [176] Krutílek, D. Numerická analýza účinků elektromagnetického pole na semikompozitní letoun EV55. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 82 s., 28 s. příloh. Diplomová práce.
- [177] Řezníček, Z., Tobola, P., Rasek, G. A., Loos, S.E., TD and FD simulations of internal EM environment in small aircraft and experimental test comparison, Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on , vol., no., pp.2261,2265, 26-30 March 2012.
- [178] Řezníček, Z., Tobola, P., Rasek, G., Loos, S., Bruens, H., Schroeder, A., Simulations and measurements of E fields and EM-excited wiring responses on small aircraft, European Electromagnetics 2012 (EUROEM2012), Toulouse, France, 2-6 July 2012.
- [179] Řezníček, Z., Raida, Z., Design and simulation of composite aircraft model for HIRF testing. In MIKON 2008 XVII International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. 1. ul.Polygonova 30, 04- 051 Warszawa: Telecommunications Research Institute S.A., 2008. s. 865-868. ISBN: 83-906662-7-8.
- [180] Evektor, spol. s r.o. [online]. c1999, poslední revize 7.11.2013 [cit.2013-11-25]. Dostupné z: <<http://www.evektor.cz/>>
- [181] H. Levine, J. Schwinger, "On theory of Electromagnetic Wave Diffraction by an Aperture in an Infinite Plane Conducting Screen", Symposium on Theory of Electromagnetic Waves, June, 1950, Page (s): 355-391
- [182] R. Muller. "Theory of cavity resonators." In Electromagnetic Waveguides and Cavities, G. Goubau, ed. New York: Pergamon Press, 1961.
- [183] Cangellaris, A.C., Wright, D.B., Analysis of the Numerical Error Caused by the Stair-Stepped Approximation of a Conducting Boundary in FDTD Simulations of Electromagnetic Phenomena, IEEE transactions on antennas and propagation, Vol. 39, No. 10, Oct. 1991.
- [184] Parmantier, J. P., Alliot, J. C., Labaune, G., Degauque, P., Electromagnetic coupling on complex systems: Topological approach, Interaction Notes, Note 488, May 1990.]
- [185] Řezníček, Z., Tobola, P., Raida, Z., Simple aircraft fuselage simulation and measurement, ARTEMIS project, Nepublikovaný rukopis, 2010.

Seznam obrázků

Obr. 1.1 Ilustrační přehled základních technik diskretizace řešeného prostoru: výsledné sítě a) normální, b) stupňovitá, c) vnořená, d) DDM, e) sub-cell	21
Obr. 2.1 Proces přípravy konstrukčních CAD dat letounu do simulačního prostředí	27
Obr. 2.2 Materiálová mapa a modulární části geometrie draku letounu VUT100	28
Obr. 2.3 Parametry struktury kompozitu a nastavení buzení pro kapitulu Kap. 2.3.1.....	30
Obr. 2.4 Typy simulačních modelů, umístění bodů měření a reprezentace pozic buzení simulační úlohy.	32
Obr. 2.5 Referenční simulačních model - body měření (PT1 [0.25, 0, 0]; PT2 [0.35, 0.125, 0.125]; PT3 [-0.25, 0, 0]), orientace buzení a diskretizace komplexního modelu	34
Obr. 2.6 Rozložení intenzity elektrického pole v hlavní rovině letounu VUT100: bez kompozitů (horní), <i>PEC2</i> náhrada (střed), <i>Cond.</i> (SIBC) náhrada (dolní)	39
Obr. 3.1 Prostor použitý pro měření intenzit elektrické a magnetické složky.....	60
Obr. 3.2 Umístění měřicích sond na VUT 100, sonda 1 (vlevo), sonda 2 (uprostřed) a sonda 3 (vpravo)	60
Obr. 3.3 Simulační model, umístění bodů měření a reprezentace orientace buzení simulační úlohy dle Tab. 3.1	63
Obr. 3.4 Ilustrační znázornění vlivu zemní roviny z CST MWS	66
Obr. 3.5 Model šíření vlny pod úhlem $\theta = 93^\circ$ nad ztrátovou zemí (0,001 S/m) při buzení horizontální TEM vlnou; horizontální složka E (horní; směr kolmý na rovinu řezu) a vertikální složka H (dolní) elmag. pole	67
Obr. 3.6 Model šíření vlny paralelně nad ztrátovou zemí (0,001 S/m) při buzení vertikálně polarizovanou TEM vlnou; vertikální (horní) a podélná (dolní) složka pole ($\theta = 90^\circ$).....	68
Obr. 3.7 Model šíření vlny pod úhlem $\theta = 93^\circ$ nad ztrátovou zemí (0,001 S/m) při buzení vertikálně polarizovanou TEM vlnou; vertikální (horní) a podélná (dolní) složka pole	68
Obr. 3.8 Stručná reprezentace charakteristického chování elektromagnetické vlny na rozhraní vzduch-perfektní vodič.....	70
Obr. 3.9 Ilustrační příklady měření letounu na OATS (Levý: řešení umístění měřicí antény pro směry šíření budícího EM pole, jež nejsou paralelní s rovinou země; Pravý: dřevěná konstrukce umožňující dostatečné proměření spodních partií letounu a částečné potlačení vlivu země při měření) [125], [124]	72
Obr. 3.10 Ilustrační foto měření letounu v bezodrazové komoře - bez vlivu zemní roviny [124]	76
Obr. 3.11 Funkční schéma cesty přenosu energie mezi budícím zdrojem a sledovanou oblastí uvnitř analyzovaného systému (jednoúrovňový přenos)	81
Obr. 3.12 Grafická reprezentace konstrukce modelů hranolu ozařovaných rovinou vlnou (viz Graf 3.7, Graf 3.8, Graf 3.9; A: levý hranol má vazební otvor ve výšce 2m nad zemí; B: vazební otvor pravého hranolu je situován v jeho spodní části, ve výšce 0,5m nad zemní rovinou.)	82
Obr. 3.13 Geometrie referenčního trupu letounu (nahore) a trasa měřené kabeláže (dole).....	106
Obr. 3.14 Uspořádání měřicího pracoviště referenčního modelu ve VTÚPV Vyškov	107
Obr. 3.15 Měření intenzity elektrického pole za pomoci D-dot senzoru S/N 66 pro pozici PT v blízkosti předního panelu referenčního trupu (pozice: X: 26 cm od přední stěny, Y: výška: 15,5 cm nad podlahou modelu, Z: střed modelu)	108
Obr. 3.16 Umístění a připojení napěťové (levý) a proudové (vpravo) sondy ke koaxiální průchodce ve stínícím boxu	108
Obr. 3.17 Umístění měřeného drátu (vlevo) a koaxiálního kabelu RG-58 (vpravo) v trupu měřeného referenčního modelu	109
Obr. 3.18 Geometrie simulačního modelu použitá v prostředí PAM-CEM	115
Obr. 3.19 Geometrie stínícího boxu a řezy pro určení el. vazby uvnitř něho	118
Obr. 3.20 Topologie modelu kabeláže s koaxiální průchodkou pro simulace v CRIPTE	119
Obr. 3.21 Schematické znázornění změn impedančních poměrů podél kabeláže	119
Obr. 3.22 Náhradní schéma smyčkové antény	120
Obr. 4.1 Prostory semi-anechoické komory použité během měřicí kampaně prototypové verze letounu VUT100 (EMCC Dr. Rašek - Unterleinleiter)	139
Obr. 4.2 Prostory použité během měření prototypové verze letounu EV55 (letišť Kunovice - "Hexagon"; vlevo: prostory použité pro měření dle LLDD, vpravo: OATS použité v případě měření LLSC a LLSF).....	139
Obr. 4.3 Pozice měřicích bodů na trupu letounu VUT100 pro detekci povrchových proudů zjištěných během testů LLDD a LLSC	143
Obr. 4.4 Sondy použité během měření VUT100 (vlevo: sonda pro měření povrchových proudů, střed a vpravo: sondy použité pro měření intenzity elektrického pole)	143
Obr. 4.5 Pozice měřicích bodů pro zjištění elektrické intenzity pole uvnitř letounu VUT100 použité během LLSF testů	144
Obr. 4.6 Ilustrační reprezentace použitých sond pro zjištění povrchových proudů (pozice MC1)	150
Obr. 4.7 Komplexní model letounu VUT100 a materiálové rozložení jeho dílčích částí (MWS)	152

Obr. 4.8 Ilustrační znázornění dosažené kvality strukturované sítě modelu letounu VUT100 u varianty LLSF (komplexní model; MWS)	153
Obr. 4.9 Ukázka použité sítě "zjednodušeného" simulačního modelu letounu VUT100 pro metodu EFIE	154
Obr. 4.10 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných SC na letounu VUT100 (LLDD)	156
Obr. 4.11 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných SC na letounu VUT100 (LLSC)	158
Obr. 4.12 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných FI na letounu VUT100 (LLSF)	160
Obr. 4.13 Ukázka charakteru okolního prostředí za palubní deskou na pozicích ADC a PFD (LLSF)	162
Obr. 4.14 Rozdíl mezi reálnou částí kovové konstrukce křídla a jejím zjednodušením v simulačním modelu ..	166
Obr. 4.15 Pozice měřicích bodů na trupu letounu EV55 pro detekci povrchových proudů zjištěných během testů LLDD a LLSC	169
Obr. 4.16 Ilustrační reprezentace koncového zatížení systému zpětných vodičů na letounu EV55 během LLDD testů	169
Obr. 4.17 Pozice měřicích bodů pro zjištění elektrické intenzity pole uvnitř letounu EV55 použité během LLSF testů	170
Obr. 4.18 Ilustrační ukázka využití 3D optické skenovací metody pro určení pozice povrchové sondy SC9 během měření EV55	175
Obr. 4.19 Komplexní model letounu EV55 a materiálové rozložení jeho dílčích částí (MWS)	177
Obr. 4.20 Ilustrační znázornění buzení modelu letounu EV55 pro variantu LLDD (komplexní model; MWS) ..	178
Obr. 4.21 Ilustrační znázornění dosažené kvality strukturované sítě modelu letounu EV55 u varianty LLSF (komplexní model; MWS)	180
Obr. 4.22 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných SC na letounu EV55 (LLDD)	181
Obr. 4.23 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných SC na letounu EV55 (LLSC)	183
Obr. 4.24 Ilustrační znázornění prezentovaných pozic zjištěných FI na letounu EV55 (LLSF)	185

Seznam obrázků v přílohách

Obr. P. 8.1 Rozměry použité dielektrických podložek použitých při měření	249
Obr. P. 8.2 Schematické znázornění řezu koaxiálním kabelem RG-58	249
Obr. P. 12.1 Ilustrace aplikace principu zrcadlení pro letoun umístěný nad ideální zemí	262
Obr. P. 13.1 Základní rozměry testovaného prototypu letounu VUT100	265
Obr. P. 14.1 Základní rozměry testovaného prototypu letounu EV55	266
Obr. P. 15.1 Rozložení zpětných vodičů v okolí letounu VUT100 pro případ LLDD (vstupní bod budící zdroje byl situován na špičku vrtule - červený bod; výstupní bod pro zátěž byl vyveden z kovové části ostruhy na ocasní části letounu - modrý bod)	267
Obr. P. 18.1 Ukázka připravených variant sítě "zjednodušeného" simulačního modelu EV55 pro metodu EFIE	272
Obr. P. 18.2 Ukázka připravených variant sítě "zjednodušeného" simulačního modelu EV55 pro MLFMA	273

Seznam grafů

Graf 1.1 Časový vývoj požadavků na ověření elektromagnetické kompatibility u vyvíjených produktů v leteckém průmyslu (horní: vývoj celkových nákladů na testování; dolní: požadavky na hodnověrnost získaných dat)[30].

	12
Graf 2.1 Parametry homogenní náhrady kompozitu a materiálového modelu kompozitu použitého při simulacích v MWS	29
Graf 2.2 Zjištěné chování E v bodě PT1 [0.25 0 0] (Náhrady: <i>Cond.</i> , <i>Debye</i> , <i>PAM</i>)	35
Graf 2.3 Zjištěné chování E v bodě PT1 [0.25 0 0] (Náhrady: <i>PEC10</i> , <i>PEC2</i>)	35
Graf 2.4 Zjištěné chování E v bodě PT3 [-0.25 0 0] (Náhrady: <i>Cond.</i> , <i>PEC10</i> , <i>PEC2</i>)	36
Graf 2.5 Zjištěné chování E v bodě PT2 [0.35 0.125 0.125] (Náhrady: <i>Cond.</i> , <i>PEC10</i> , <i>PEC2</i>)	37
Graf 2.6 Elektrická intenzita pole v bodě PT1 (Porovnání: MWS vs. PAM-CEM pro náhrady <i>PEC</i>)	38
Graf 2.7 Elektrická intenzita pole v bodě PT1 (Porovnání: MWS vs. PAM-CEM pro náhrady <i>Cond.</i> a <i>PAM</i>)	38
Graf 2.8 Celková intenzita el. pole v bodech PT1, PT2 a PT3 pro model2	40
Graf 2.9 E v bodech PT1 a PT3 pro model1 s křídly a bez nich - ozáření zepředu	43
Graf 2.10 E v bodech PT1 a PT3 pro model1 s křídly a bez nich - ozáření zboku	44
Graf 2.11 Frekvenční závislost E v bodě PT2 pro různé typy zemní roviny (CST)	45
Graf 2.12 Průběh E v bodech PT1, PT2 a PT3 s dokonale vodivou zemí v prostředí CST (horní) a PAM-CEM (dolní)	46
Graf 2.13 Porovnání odchylek úrovně E pro PAM-CEM oproti výsledkům z MWS (diff - okamžitá hodnota rozdílu mezi porovnávanými hodnotami na dílčích kmitočtech; viz Graf 2.12)	47
Graf 2.14 Objektivní porovnání rozdílů mezi průběhy intenzit elektrického pole v prostředích CST a PAM-CEM pomocí metody FSV pro body PT1 a PT3	48
Graf 2.15 E v bodech PT1 a PT3 pro modely REF1, 4B a 4 (viz Tab. 2.2)	49
Graf 2.16 Rozdíly úrovně E v bodech PT1 a PT3 pro modely 1, 4B a 4 v porovnání s referenčním modelem REF1; simulace v CST	50
Graf 2.17 Rozdíly úrovně E v bodech PT1 a PT3 pro modely 1, 4B a 4 v porovnání s referenčním modelem REF1; simulace v PAM-CEM	51
Graf 2.18 Průběh složek E_x , E_y , a E_z v bodě PT3 pro model s AHRS (horní) a bez AHRS (dolní)	53
Graf 2.19 Celková E v bodě PT1 modelu s AHRS a bez AHRS	54
Graf 3.1 Vliv vodivosti idealizované zemní roviny na chování elektromagnetického pole ve výškách 0,25m; 1m a 2m, vybuzeného horizontální lineárně polarizovanou TEM rovinnou vlnu (TE), která na zem dopadá pod úhlem $\theta = 93^\circ$.	66
Graf 3.2 Vliv vodivosti idealizované zemní roviny na chování elektromagnetického pole ve výškách 0,25m; 1m a 2m, vybuzeného vertikální lineárně polarizovanou TEM rovinnou vlnu (TM), která na zem dopadá pod úhlem $\theta = 90^\circ$.	67
Graf 3.3 Vliv el. parametrů zemní roviny na rozložení pole v bodu PT3 (vertikální polarizace)	71
Graf 3.4 Vliv polarizace na velikost intenzity el. pole v bodě PT3	71
Graf 3.5 Reprezentace chování vertikálně a horizontálně polarizovaného elektromagnetického pole nad ideálně vodivou zemní rovinou z pohledu její elektrické magnetické a výkonové složky (v jejich absolutních hodnotách) pro tři odlišné případy jeho směru šíření k (rovina daná vektorem šíření a horizontální složkou sledovaného budícího pole zde svírá s definovanou rovinou země úhel 5° , 10° a 45°)	74
Graf 3.6 Ilustrační prezentace chování vlnové impedance v závislosti na vzdálenosti od zdroje pole (zde charakterizován skrze elektrický a magnetický elementární dipól; převzato z [130], [129])	79
Graf 3.7 Rozložení E a H uvnitř modelu hranolu (Obr. 3.12) při buzení vertikálně a horizontálně polarizovanou rovinnou vlnou pro $\alpha = 3^\circ, 5^\circ, 45^\circ$ (<i>mirrorGND</i> - se zrcadlovým obrazem, <i>idealGND</i> - ideální zemní rovina, <i>REF</i> - referenční úroveň, <i>POS</i> - výšková pozice měřeného bodu, <i>KAL</i> - pozice reference použité pro kalibraci)	83
Graf 3.8 Rozložení magnetické složky pole v dutině hranolu na pozici <i>POS 600</i> pro tři různé varianty jeho okolního prostředí (<i>noGND</i> - bez zemní roviny; <i>idealGND</i> - rovina země definována podmínkou $E_t = 0$; <i>mirrorGND</i> - vliv země je charakterizován pouze skrze zrcadlový obraz sledovaného hranolu; lineárně polarizovaná rovinná budící vlna dopadá na objekt pod úhlem $\theta = 45^\circ$; pozice <i>KAL 2000</i> definuje místo převzaté reference pro použitou kalibraci zjištěných hodnot pro případ <i>idealGND</i> ; viz Obr. 3.12)	88
Graf 3.9 Rozložení magnetické složky pole v dutině hranolu na pozici <i>POS 200</i> pro tři různé varianty jeho okolního prostředí (<i>noGNDbottom</i> - bez zemní roviny; <i>idealGNDbottom</i> - rovina země definována podmínkou $E_t = 0$; <i>mirrorGND</i> - vliv země je charakterizován pouze skrze zrcadlový obraz sledovaného hranolu; lineárně polarizovaná rovinná budící vlna dopadá na objekt pod úhlem $\theta = 45^\circ$; pozice <i>KAL 500</i> definuje místo převzaté reference pro použitou kalibraci zjištěných hodnot pro případ <i>idealGND</i> ; viz Graf 3.8)	89
Graf 3.10 Rozložení elektrické složky pole uvnitř letounu VUT100 pro tři odlišné varianty jeho okolního prostředí (<i>noGND</i> - bez zemní roviny; <i>idealGND</i> - rovina určena podmínkou $E_t = 0$; <i>mirrorGND</i> - vliv země je	

charakterizován pouze skrze zrcadlový obraz sledovaného hranolu; lineárně polarizovaná rovinná budící vlna dopadá na objekt pod úhlem $\theta = 30^\circ$; viz Obr. 3.5; [177], [178]).	90
Graf 3.11 Vliv úhlu dopadu pro PT2 v případě nepotlačení vlivu zemní roviny (V pol.)	93
Graf 3.12 Vliv úhlu dopadu budící rovinné vlny na vnitřní E pole letounu (V pol.)	93
Graf 3.13 Vliv polarizace budící vlny a zemní roviny na bod PT3 (H pol.)	94
Graf 3.14 Vliv ztrát zemní roviny na vnitřní prostředí modelu pro body PT2 a PT3	95
Graf 3.15 Porovnání vlivu zemních ploch v prostředích MWS a PAM-CEM v PT1	96
Graf 3.16 Porovnání výsledků MWS a PAM-CEM v bodě PT2 (vliv země)	96
Graf 3.17 Porovnání výsledků MWS a PAM-CEM v bodě PT2 (bez vlivu země - normalizované výsledky)	97
Graf 3.18 Porovnání normalizovaných výsledků v PT2 mezi modelem C a měřením (vertikální pol.)	98
Graf 3.19 Porovnání normalizovaných výsledků v PT2 mezi modelem C a měřením (vertikální pol.)	99
Graf 3.20 Porovnání normalizovaných výsledků v PT2 mezi modelem B a měřením (horizontální pol.)	99
Graf 3.21 Porovnání normalizovaných výsledků v PT3 mezi modelem B a měřením (horizontální pol.)	100
Graf 3.22 Grafické porovnání podobnosti výsledků dosažených simulacemi v MWS a měřením UTB (FSV)	102
Graf 3.23 Intenzita el. pole v bodě PT1 pro vertikální polarizaci: naměřená (červená), referenční (zelená), normovaná k 1 V/m (modrá)	111
Graf 3.24 Intenzita el. pole v bodě PT1 pro horizontální polarizaci: naměřená (červená), referenční (zelená), normovaná k 1 V/m (modrá)	111
Graf 3.25 Detekované proudy na kabeláži při vertikálně polarizovaném buzení při zátěži 50 Ω a jejich porovnání s ohledem na použitou citlivost sondy CT-1 (Ki)	113
Graf 3.26 Detekovaná napětí na kabeláži při vertikálně polarizovaném buzení při zátěži 50 Ω a jejich porovnání s ohledem na použitou citlivost sondy HP10071A (Ku)	114
Graf 3.27 Orientační porovnání rozdílů intenzit polí modelů A,B,C,D v bodě PT1 pro vertikální polarizaci vlny	116
Graf 3.28 Impedance smyčky na konci koaxiální průchodky (výpočet)	120
Graf 3.29 Porovnání změřené impedance koaxiální průchodky Z_{Vyskov} s odhadem jejího teoretického chování (CSC: průchodka zakončená "zkratem"; Z_{probe} : průchodka zakončená impedancí Z_{loop})	121
Graf 3.30 Porovnání vlivu impedančního chování průchodky na proud jádrem koaxiálního kabelu v pozici CON1 (CON3 "zkrat"; CON3 Z_{Loop} ; změřená průchodka)	122
Graf 3.31 Porovnání průběhů proudů na CON3 modelu B při zakončení ideálním zkratem (CSC) a při zakončení vypočtenou impedancí (Z_{Loop}) z grafu Graf 3.28.	123
Graf 3.32 Porovnání vlivu impedančního chování průchodky na napětí mezi drátem a ref. zemí v pozici CON1 (CON3 10M Ω 15pF; CON3 OPEN; změřená průchodka)	123
Graf 3.33 Porovnání rozložení proudů na konektoru CON1 mezi modely A, B a C (zjištění míry vlivu stínícího boxu a dielektrických podložek)	124
Graf 3.34 Porovnání proudů na stínění koaxiálního kabelu u Modelu A v závislosti chování vnitřního elektromagnetického pole ovlivněného polarizací dopadající rovinné vlny (Vpol vs. Hpol)	125
Graf 3.35 Porovnání proudů na konektoru CON1 modelu A pro analyzovaný drát a koaxiální kabel	127
Graf 3.36 Porovnání naměřených a simulovaných průběhů intenzit elektrického pole referenčního modelu	128
Graf 3.37 Porovnání výsledků dosažených simulacemi v PAMCEM a CONCEPT s měřením (E field, PT1, FSV)	128
Graf 3.38 Porovnání změřených a simulovaných proudů na drátu v místě CON1 pro VP se zátěží 50 Ω na CON2 (měření, Z_{probe} , Z_{Vyskov})	130
Graf 3.39 Porovnání změřených a simulovaných napětí mezi drátem a kostrou modelu v místě CON1 pro VP se zátěží 50 Ω na CON2 (měření, $Z_{10Mohm15pF}$, Z'_{Vyskov})	130
Graf 3.40 Porovnání změřených a simulovaných proudů na koaxiálním vedení v místě CON1 pro VP se zátěží 50 Ω na CON2 (měření, Z_{probe} , Z_{Vyskov})	131
Graf 3.41 Porovnání změřených a simulovaných proudů na koaxiálním vedení v místě CON1 pro HP se zátěží naprázdno na CON2 (měření, Z_{probe} , Z_{Vyskov})	131
Graf 4.1 Frekvenční závislosti dílčích složek komplexní permitivity zjednodušeného materiálového modelu kompozitu EP02 ("Meas" - změřené chování, "Fit" - Debye aproximace)	152
Graf 4.2 Porovnání získaných SC na pozicích MC1, MC2, MC3 pro LLDD (VUT100; MWS vs. měření)	155
Graf 4.3 Porovnání získaných SC na pozicích SC1a / SC1b pro LLDD (VUT100; MWS vs. měření)	155
Graf 4.4 Porovnání získaných SC na pozici SC2 pro LLSC (VUT100; V pol.; AP2)	156
Graf 4.5 Porovnání získaných SC na pozici SC2 pro LLSC (VUT100; H pol., AP2)	157
Graf 4.6 Porovnání získaných SC na pozici MC1 pro LLSC (VUT100; V pol., AP1)	157
Graf 4.7 Porovnání získaných SC na pozici MC1 pro LLSC (VUT100; H pol., AP1)	158
Graf 4.8 Porovnání získaných FI na pozici AHRS pro LLSF (VUT100; V pol., AP2)	159
Graf 4.9 Porovnání získaných FI na pozici AHRS pro LLSF (VUT100; H pol., AP2)	159
Graf 4.10 Porovnání získaných FI na pozici ART3 pro LLSF (VUT100; V pol., AP1)	160

Graf 4.11 Porovnání získaných FI na pozici ART3 pro LLSF (VUT100; H pol., AP1)	160
Graf 4.12 Charakteristické vlastnosti vytvořených zjednodušených materiálových modelů kompozitů EP01, GO18 v závislosti na frekvenci (SIBC - 1D impedanční vrstva)	177
Graf 4.13 Porovnání získaných SC na pozicích SC2a / SC2b pro LLDD (EV55; MWS vs. měření)	181
Graf 4.14 Porovnání získaných SC na pozicích SC12a / SC12b pro LLDD (EV55; MWS vs. měření)	182
Graf 4.15 Porovnání získaných SC na pozici SC2 pro LLSC (VUT100; V pol., AP1)	183
Graf 4.16 Porovnání získaných SC na pozici SC2 pro LLSC (EV55; H pol., AP1)	183
Graf 4.17 Porovnání získaných SC na pozici SC12 pro LLSC (EV55; V pol., AP1)	184
Graf 4.18 Porovnání získaných SC na pozici SC12 pro LLSC (EV55; H pol., AP1)	184
Graf 4.19 Porovnání získaných FI na pozici FI5 pro LLSF (EV55; H pol., AP2)	185
Graf 4.20 Porovnání získaných FI na pozici FI5 pro LLSF (EV55; V pol., AP2)	185
Graf 4.21 Porovnání získaných FI na pozici FI8 pro LLSF (EV55; H pol., AP1)	186
Graf 4.22 Porovnání získaných FI na pozici FI8 pro LLSF (EV55; V pol., AP1)	186
Graf 4.23 Ukázka vlivu normalizační chyby na získané výsledky popisující chování intenzity elektrického pole v bodě FI5 při sklonu 1 a 3 stupně mezi budícím zdrojem a zemní rovinou (" <i>Meas.</i> " - měřená data, " <i>NORM</i> " - normalizovaná data, " <i>REF</i> " - referenční data získaná v definované výšce nad zemí)	188
Graf 4.24 Porovnání chování elektrické intenzity pole v bodech FI9 a FI12 pro případy AP1 a AP2 (FI9 : modrá plná čára - simulované výsledky, červená plná čára - měřené výsledky; FI12: purpurová tečkovaná čára - simulované výsledky, zelená tečkovaná čára - měřené výsledky)	197
Graf 4.25 Porovnání chování elektrické intenzity pole v bodech FI3 a FI4 pro případy AP1 a AP2 (FI3: modrá plná čára - simulované výsledky, červená plná čára - měřené výsledky; FI4: purpurová tečkovaná čára - simulované výsledky, zelená tečkovaná čára - měřené výsledky)	198

Seznam grafů v přílohách

Graf P. 1.1 Referenční E pole změřená v bodech PT1, PT2, PT3 (vertikální pol.)	227
Graf P. 1.2 Referenční E pole změřená v bodech PT1, PT2, PT3 (horizontální pol.)	227
Graf P. 1.3 Intenzita E pole změřená v oblasti bodu PT1 (SONDA 1 -pod palubní deskou)	228
Graf P. 1.4 Intenzita E pole změřená v oblasti bodu PT2 (SONDA 3 - střed trupu)	228
Graf P. 1.5 Intenzita E pole změřená v oblasti bodu PT3 (SONDA 3 - AHRS)	229
Graf P. 1.6 Normované E pole v oblasti bodu PT1 (SONDA 1 -pod p. deskou)	229
Graf P. 1.7 Normované E pole v oblasti bodu PT2 (SONDA 3 - střed trupu)	230
Graf P. 1.8 Normované E pole v oblasti bodu PT3 (SONDA 3 - AHRS)	230
Graf P. 2.1 Intenzity E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL A (normované)	231
Graf P. 2.2 Intenzity E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL A (nenormované)	231
Graf P. 2.3 Intenzity E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL B (normované)	232
Graf P. 2.4 Intenzity E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL B (nenormované)	232
Graf P. 2.5 Intenzity E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL C (normované)	233
Graf P. 2.6 Intenzity E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL C (nenormované)	233
Graf P. 2.7 Intenzity E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL D (normované)	234
Graf P. 2.8 Intenzity E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL D (nenormované)	234
Graf P. 2.9 Intenzity E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL E	235
Graf P. 2.10 Referenční E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL A	235
Graf P. 2.11 Referenční E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL B	236
Graf P. 2.12 Referenční E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL C	236
Graf P. 2.13 Referenční E pole v bodech PT1, PT2, PT3 pro MODEL D	237
Graf P. 3.1 Vliv polarizace vlny na E pole v bodě PT1 (bez vlivu země - normalizované výsledky)	238
Graf P. 3.2 Vliv polarizace vlny na E pole v bodě PT1 (s vlivem země - neznormované výsledky)	238
Graf P. 3.3 Vliv polarizace vlny na E pole v bodě PT2 (bez vlivu země - normalizované výsledky)	239
Graf P. 3.4 Vliv polarizace vlny na E pole v bodě PT2 (s vlivem země - neznormované výsledky)	239
Graf P. 3.5 Vliv polarizace vlny na E pole v bodě PT3 (bez vlivu země - normalizované výsledky)	240
Graf P. 3.6 Vliv polarizace vlny na E pole v bodě PT3 (s vlivem země - neznormované výsledky)	240
Graf P. 4.1 Porovnání výsledků MWS a PAM-CEM v bodě PT1 (vliv země)	241
Graf P. 4.2 Porovnání výsledků MWS a PAM-CEM v bodě PT2 (vliv země)	241
Graf P. 4.3 Porovnání výsledků MWS a PAM-CEM v bodě PT3 (vliv země)	242
Graf P. 4.4 Porovnání výsledků MWS a PAM-CEM v bodě PT1 (bez vlivu země)	242
Graf P. 4.5 Porovnání výsledků MWS a PAM-CEM v bodě PT2 (bez vlivu země)	243
Graf P. 4.6 Porovnání výsledků MWS a PAM-CEM v bodě PT3 (bez vlivu země)	243
Graf P. 5.1 Porovnání dosažených výsledků simulací v simulačních prostředích MWS a PAM-CEM v bodech PT1, PT2, PT3 (Model C vs Model PAM; Vpol)	244
Graf P. 6.1 Referenční úroveň intenzity E pro vertikální polarizaci budící antény (aVP): sonda vertikálně (sVP), horizontálně (sHP) a celková předpokládaná intenzita pole v okolí sondy (ABSnorm)	246
Graf P. 6.2 Referenční úroveň intenzity E pro horizontální polarizaci budící antény (aVP): sonda vertikálně (sVP), horizontálně (sHP) a celková předpokládaná intenzita pole v okolí sondy (ABSnorm)	246
Graf P. 7.1 Kalibrace CT-1 a HP10071A od 200MHz do 1GHz	247
Graf P. 7.2 Kalibrace CT-1 a HP10071A od 1GHz do 2,2GHz	247
Graf P. 9.1 Porovnání modelů A a B v PT1 pro vertikální polarizaci (vliv podložek)	250
Graf P. 9.2 Porovnání modelů B a C v PT1 pro vertikální polarizaci (vliv stínícího boxu)	250
Graf P. 9.3 Porovnání měřených a simulovaných průběhů intenzit elektrického pole referenčního modelu (HP)	251
Graf P. 9.4 Porovnání výsledků dosažených simulacemi v PAMCEM a CONCEPT s měřením (HP, PT1, FSV)	251
Graf P. 9.5 Porovnání změřené a simulované intenzity el. pole pro model C (vertikální polarizace)	252
Graf P. 9.6 Porovnání změřené a simulované intenzity el. pole pro model C (horizontální polarizace)	252
Graf P. 9.7 Porovnání výsledků elektrického pole zjištěných měření a simulací modelu C pomocí FSV	253
Graf P. 9.8 Ukázka vlivu zpřesnění sítě modelu B na rozložení elektrického pole v místě PT1 (zpřesněná síť má nyní parametry sítě stejné jako model C)	253
Graf P. 10.1 Porovnání průběhů proudů na modelu D pro pozici CON3 při zakončení zkratem (GND) a při zakončení vypočtenou impedancí (Loop) z grafu 16.a.; CON2 naprázdno	254
Graf P. 10.2 Porovnání proudů v závislosti na polarizaci pro koaxiál u Modelu A zatíženém na CON1 Zvyskov a CON2 OPEN	254
Graf P. 10.3 Proudů VP/HP pol., drát, Model A, CON1 Zvyskov, CON2 50ohm	255
Graf P. 10.4 Proudů VP/HP pol., drát, Model A, CON1 Zvyskov, CON2 OPEN	255
Graf P. 11.1 Zjištěná míra shody modelů A, B, C pomocí FSV pro proudy na drátovém vedení (CON2 50Ω)	256

Graf P. 11.2 Zjištěná míra shody proudů drátového vedení se zátěží Z_{probe} a Z_{Vyskov} na CON1 (CON2 50Ω)....	257
Graf P. 11.3 Zjištěná míra shody napětí drátového vedení se zátěží $Z_{10M\Omega 15pF}$ a Z_{Vyskov} na CON1 (CON2 50Ω)	257
Graf P. 11.4 Zjištěná míra shody proudů koaxiálního vedení se zátěží Z_{probe} a Z_{Vyskov} na CON1 (CON2 50Ω).	258
Graf P. 11.5 Zjištěná míra shody proudů koaxiálního vedení se zátěží Z_{probe} a Z_{Vyskov} na CON1 (CON2 OPEN)	258
Graf P. 19.1 Porovnání výsledků zjištěného chování povrchových proudů v prostředích MWS a CONCEPT II pro pozici MC1 v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 30°; polarizace zdroje: vertikální)	275
Graf P. 19.2 Porovnání výsledků zjištěného chování povrchových proudů v prostředích MWS a CONCEPT II pro pozici MC1 v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 30°; polarizace zdroje: horizontální)	275
Graf P. 19.3 Porovnání zjištěného chování intenzity elektrického pole v prostředí MWS s výsledky měření pro pozici ADC v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 10°; polarizace zdroje: vertikální)	276
Graf P. 19.4 Porovnání zjištěného chování intenzity elektrického pole v prostředí MWS s výsledky měření pro pozici PFD v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 10°; polarizace zdroje: vertikální)	276
Graf P. 19.5 Porovnání výsledků zjištěného chování intenzit el. pole v prostředích MWS a CONCEPT II pro pozici AHRS v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 30°; polarizace zdroje: vertikální)	277
Graf P. 19.6 Porovnání výsledků zjištěného chování intenzit el. pole v prostředích MWS a CONCEPT II pro pozici ART3 v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 30°; polarizace zdroje: vertikální)	277
Graf P. 20.1 Porovnání výsledků zjištěného chování povrchových proudů v prostředích MWS a CONCEPT II pro pozici SC2 v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 3°; polarizace zdroje: vertikální)	279
Graf P. 20.2 Porovnání výsledků zjištěného chování povrchových proudů v prostředích MWS a CONCEPT II pro pozici SC2 v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 3°; polarizace zdroje: horizontální)	279
Graf P. 20.3 Porovnání výsledků zjištěného chování povrchových proudů v prostředích MWS a CONCEPT II pro pozici SC12 v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 3°; polarizace zdroje: vertikální)	280
Graf P. 20.4 Porovnání výsledků zjištěného chování povrchových proudů v prostředích MWS a CONCEPT II pro pozici SC12 v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 3°; polarizace zdroje: horizontální)	280
Graf P. 20.5 Porovnání zjištěného chování intenzity elektrického pole v prostředí MWS s výsledky měření pro pozici FI2 v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 3°; polarizace zdroje: vertikální)....	281
Graf P. 20.6 Porovnání zjištěného chování intenzity elektrického pole v prostředí MWS s výsledky měření pro pozici FI2 v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP1 (úhel elevace 3°; polarizace zdroje: horizontální).	281
Graf P. 20.7 Porovnání zjištěného chování intenzity elektrického pole v prostředí MWS s výsledky měření pro pozici FI11 v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP2 (úhel elevace 3°; polarizace zdroje: vertikální)...	282
Graf P. 20.8 Porovnání zjištěného chování intenzity elektrického pole v prostředí MWS s výsledky měření pro pozici FI11 v případě ozáření rovinnou vlnou ze směru AP2 (úhel elevace 3°; polarizace zdroje: horizontální)	282
Graf P. 20.9 Porovnání výsledků zjištěného chování intenzit el. pole v prostředích MWS a CONCEPT II (EFIE, MLFMA) pro pozici FI5 při ozáření zdrojem ze směru AP2 (úhel elevace 3°; polarizace zdroje: vertikální) ...	283
Graf P. 20.10 Porovnání výsledků zjištěného chování intenzit el. pole v prostředích MWS a CONCEPT II (EFIE, MLFMA) pro pozici FI5 při ozáření zdrojem ze směru AP2 (úhel elevace 3°; polarizace zdroje: horizontální)	283
Graf P. 20.11 Porovnání chování změřených a simulovaných intenzit elektrického pole v oblastech FI1, FI2, FI10, FI11, FI13 pro horizontálně (levý sloupec) a vertikálně (pravý sloupec) polarizovaný zdroj em pole ze směru AP1 (purpurová plná čára - měřená data; fialová čárkovaná čára - simulovaná data; červená plná čára - aprox. trend měřených dat; zelená plná čára - aprox. trend simulovaných dat; rozsah osy Y je 10^{-3} to 10^1 V/m).	284
Graf P. 20.12 Porovnání chování změřených a simulovaných intenzit elektrického pole v oblastech FI1, FI2, FI10, FI11, FI13 pro horizontálně (levý sloupec) a vertikálně (pravý sloupec) polarizovaný zdroj em. pole ze směru AP2 (purpurová plná čára - měřená data; fialová čárkovaná čára - simulovaná data; červená plná čára - aprox. trend měřených dat; zelená plná čára - aprox. trend simulovaných dat; rozsah osy Y je 10^{-3} to 10^1 V/m).	285

Seznam tabulek

Tab. 1.1 Rozdělení využití numerických metod pro analýzu malých letadel (TD vs. FD).....	15
Tab. 2.1 Modely pro analýzu vlivu kompozitních náhrad typ DESKA.	30
Tab. 2.2 Modely pro analýzu v MWS	31
Tab. 3.1 Základní parametry použitých simulačních modelů	62
Tab. 3.2 Pozice měřených bodů v modelech (v mm)	91
Tab. 3.3 Výsledková tabulka kvantitativního zhodnocení dosažených výsledků pomocí metod FSV a IELF... ..	101
Tab. 3.4 Naměřené hodnoty pro výpočet detekované E v místě PT1 (frekvence: 1 GHz; anténa: Log-per)	110
Tab. 3.5 Naměřené hodnoty pro výpočet detekované úrovně I a U (1 GHz; Log-per)	112
Tab. 3.6 Parametry definující charakteristickou impedanční matici v řezech 1 a 2 (uplatnění dílčích modelů v definovaných řezech je vyznačeno zeleně)	118
Tab. 4.1 Základní charakteristika orientace budících zdrojů vůči letounu VUT100 během realizovaných měření	145
Tab. 4.2 Tabulka výsledků zjištěné shody mezi SC na letounu VUT100 (varianta LLDD)	164
Tab. 4.3 Tabulka výsledků zjištěné korespondence mezi SC na letounu VUT100 (varianta LLSC).....	165
Tab. 4.4 Tabulka dosažené shody mezi výsledky simulací na letounu VUT100 (varianta LLSC; SC)	165
Tab. 4.5 Tabulka výsledků zjištěné shody mezi intenzitami el. pole na letounu VUT100 (varianta LLSF).....	166
Tab. 4.6 Tabulka dosažené shody mezi výsledky simulací na letounu VUT100 (varianta LLSF; E pole)	167
Tab. 4.7 Základní charakteristika orientace budících zdrojů vůči letounu EV55 během realizovaných měření.	171
Tab. 4.8 Tabulka výsledků zjištěné shody mezi SC na letounu EV55 (varianta LLDD)	189
Tab. 4.9 Tabulka výsledků zjištěné korespondence mezi SC na letounu EV55 (varianta LLSC).....	191
Tab. 4.10 Tabulka výsledků zjištěné shody mezi intenzitami el. pole na letounu EV55 (varianta LLSF).....	193
Tab. 4.11 Tabulka dosažené shody mezi výsledky simulací na letounu EV55 (varianta LLSF)	195

Seznam tabulek v přílohách

Tab. P. 8.1 Parametry buzení pro použité simulační modely A,B,C,D	248
Tab. P. 8.2 Tabulka použitých materiálů pro modely A,B,C,D	248
Tab. P. 8.3 Tabulka parametrů sítě modelů A,B,C,D	248
Tab. P. 16.1 Základní popis měřících pozic povrchových proudů na trupu letounu VUT100 pro LLDD a LLSC	268
Tab. P. 16.2 Základní popis měřících pozic intenzit elektrického pole uvnitř letounu VUT100 pro LLSF	268
Tab. P. 16.3 Shrnutí základních údajů simulačních analýz letounu VUT100 (MWS, CONCEPT II). [152], [153], [154], [155], [156]	269
Tab. P. 17.1 Základní popis měřících bodů povrchových proudů na letounu EV55 pro LLDD a LLSC	270
Tab. P. 17.2 Základní popis měřících pozic intenzit elektrického pole na letounu EV55 pro LLSF	270
Tab. P. 17.3 Shrnutí základních údajů simulačních analýz letounu EV55 (MWS, CONCEPT II). [165], [166], [167], [168], [169]	271
Tab. P. 19.1 Ilustrační ukázka celkového zhodnocení dosažené shody mezi získanými výsledky měření a simulací na letounu VUT100 dle [126] (MWS)	274
Tab. P. 20.1 Ilustrační ukázka celkového zhodnocení dosažené shody mezi získanými výsledky měření a simulací na letounu EV55 dle [126] (MWS)	278

Seznam příloh

1	Příloha č. 1 Úrovně elektrické intenzity pole změřené UTB Zlín.....	227
2	Příloha č. 2 Úrovně elektrické intenzity zjištěné pomocí CST MWS.....	231
3	Příloha č. 3 Porovnání modelů simulovaných CST MWS.....	238
4	Příloha č. 4 Porovnání výsledků simulovaných v CST MWS a PAM-CEM (vliv země simulačního modelu) 241	
5	Příloha č. 5 Porovnání výsledků měřených a simulovaných výsledků pomocí FSV a IELF.....	244
6	Příloha č. 6 Odvození vztahu mezi měřenou intenzitou el. pole a detekovanou úrovní na vstupu D-dot senzoru	245
7	Příloha č. 7 Kalibrace měřicích sond CT-1 a HP 10071A provedené VTÚPV Vyškov	247
8	Příloha č. 8 Nastavení referenčního modelu pro simulace.....	248
9	Příloha č. 9 Porovnání průběhů intenzit polí referenčních modelů A, B, C a měření VTÚPV	250
10	Příloha č. 10 Porovnání průběhů U a I analyzované kabeláže	254
11	Příloha č. 11 Porovnání vybraných průběhů U a I analyzované kabeláže s měřeními	256
12	Příloha č. 12 Analýza koncepce zrcadlení	259
13	Příloha č. 13 Rozměry letounu VUT100	265
14	Příloha č. 14 Rozměry letounu EV55	266
15	Příloha č. 15 VUT100 LLDD test.....	267
16	Příloha č. 16 Měření a simulace na letounu VUT100 (LLDD, LLSF, LLSF)	268
17	Příloha č. 17 Měření a simulace na letounu EV55 (LLDD, LLSC, LLSF)	270
18	Příloha č. 18 Přehled variant simulačních modelů EV55 pro COCNEPT II (EFIE, MLFMA)	272
19	Příloha č. 19 Dodatkové ilustrační výsledky simulací letounu VUT100	274
20	Příloha č. 20 Dodatkové ilustrační výsledky simulací letounu EV55	278

CURRICULUM VITAE

Personal Details

Name: Řezníček Zdeněk, Ing.
Date of Birth: 15 August 1981
Contact: zreznicek@EVEKTOR.cz (work)
reznicek.zdenek@gmail.cz (personal)
Nationality: Czech

Education

2001 - 2006 Brno University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication
Study programme: Electrical Engineering and Computer Science
Thesis theme: Anténa pro měření v časové oblasti / Antenna for time domain measurements
Since 2006 Brno University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Department of Radioelectronics
(from 2006 to 2009 present study, since 2009 combined study)
Doctoral study programme: Electrical Engineering and Communication
Dissertation theme: Numerická analýza vlivu elektromagnetických polí na malá letadla / Numerical analysis of influence of electromagnetic fields on small airplanes

Working experience

Since 9/ 2009: Evektor, spol. s r.o., EMC/CEM department
R&D Engineer
Job description: EMC/CEM analysis and design (E3)
Analysis of complex electromagnetic systems on EMC (aircraft, cars, cable harnesses) with focus on high-powered electromagnetic events (HIRF, lightning effects, etc.). PCB analyses.
Languages: Czech, English
Research interests: Numerical analysis of electromagnetic fields with focus on EMC. Thermodynamic sensors for detection of electrical transients and high-powered events.